

和 6 年 9 月

(第 81 卷・第 9 冊・第 876 号)

昭和 22 年 8 月 26 日
第三種郵便物認可

昭和 36 年 8 月 26 日印刷
昭和 36 年 9 月 1 日発行

毎月 1 回
1 日発行

電 気 学 会 雑 誌

The Journal of the Institute of Electrical Engineers of Japan

September

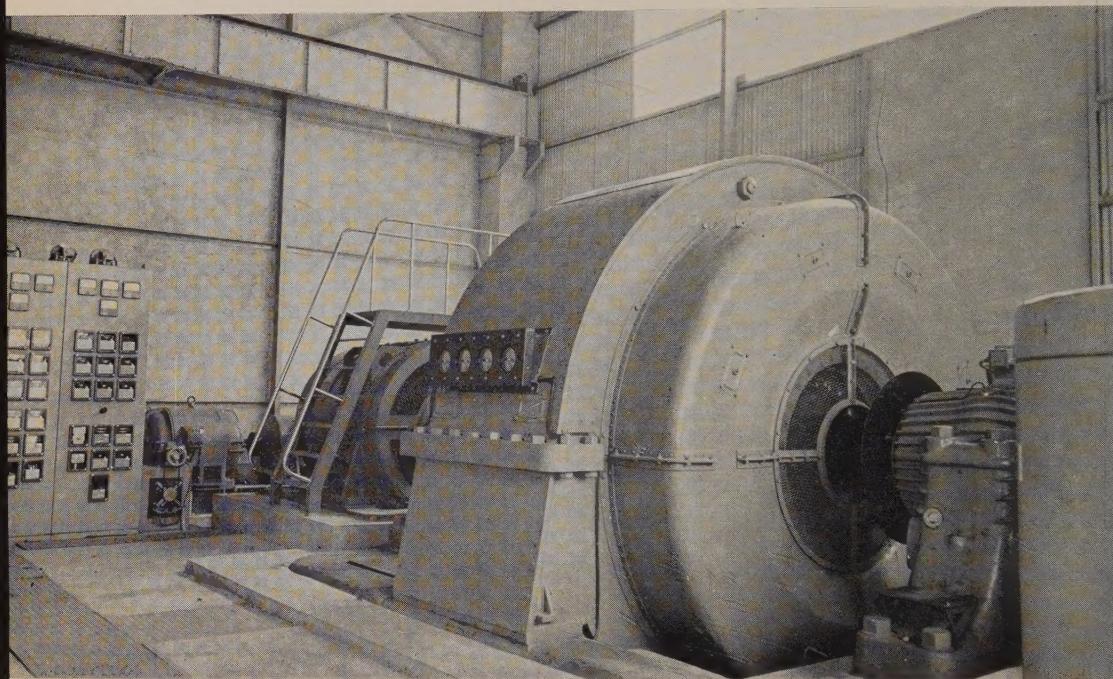
1961

5,000 kV 衝撃電圧発生装置と 2m 球間隙装置

(日立電線株式会社)

Published monthly by *Denki Gakkai* (The Institute of Electrical Engineers of Japan) Tokyo

本邦最大 1,500^{kW} 静止クレーマ装置



本装置は、当社沼津工場の変圧器試験電源用発電機駆動に使用される1,500kW 静止クレーマ装置で、本邦最大容量製品であります。主な特長を挙げると次のとおりであります。

- (1) 交流電源により簡単に可変速度が得られる。
- (2) 減速にともなう損失が少なく効率がきわめてよい。
- (3) 最低から最高速度まで定格出力を出すことができる。
- (4) 速度の調整は小さな抵抗器を回すだけできわめて簡単で円滑無段階に近い。
- (5) 各設定された速度で分巻定速度特性とすることも直巻垂下特性とすることもできる。
- (6) 高速大容量の可変速電動機である。
- (7) 起動が容易である。
- (8) 制動が容易にかけられる。



営業所 東京、大阪、名古屋、福岡、札幌、金沢、仙台、高松、広島、八幡

株式
会社

明 電 舎

電 気 工 学 年 報

昭 和 3 6 年 版

予 約 募 集

B5 判・700 ページ・上質紙使用

定 価 500 円

会員予約特価 400 円

(送料は右表による)

送 料

冊数	東京部内	地 方
1～3	80円	150円
4～8	100円	200円
9～13	150円	250円
14～20	200円	300円
21以上	実 費 請 求	

☐ 会員特価は、電気通信学会および照明学会会員にも適用します。

☐ 10 部以上を取りまとめて申込まれる場合は、予約特価の 1 割引。

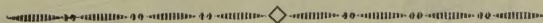
☐ 会員予約特価の払込期日 10 月 10 日まで。(発行は 10 月中旬の予定)

電気工学年報 は、電気学会調査研究委員会の各技術委員会が電気工学および工業の全部門における進歩発達の状況を内外にわたり調査編集したもので、関係各位の必須の文献として広く利用されております。ここに昭和 35 年版以降の状況を集録し、36 年版を発行することといたしました。

製品紹介欄 は、日本の工業が生んだ製品を広く紹介し、内容の周知を図り、需用の便に供する目的を以て 27 年版よりこれを設けたもので、わが国製造業界の最新の製品を知りうる好個の資料として好評を博しているものであります。36 年版も、本邦の代表的メーカ数十社の製品を約 300 ページにわたり紹介、本文と表裏一体となって本年報の内容を一層豊富にしております。

廉価提供 本年報は、本文 400 ページ、製品紹介 300 ページ、上質紙使用の上製本であります。とくに広く普及する目的で会員予約特価 400 円の廉価としました。

—内容目次裏面参照—



東 京 都 千 代 田 区 有 楽 町 1 の 3

発 行 所 電 気 学 会

振 替 口 座 東 京 3 1 6 8

内 容 目 次

1 教育および研究

- 1 教育 2 研究 3 学会 4 特許

2 電気物理

- 1 応用数学 2 物性 3 放電 4 プラズマ 5 音響

3 電気計測

- 1 単位および標準 2 電気計器 3 需給計器
および計器用変成器 4 電気磁気測定 5 電気
応用計測

4 電子回路

- 1 正弦波回路 2 パルス回路 3 その他の回路
4 電子回路部品

5 電子装置

- 1 電子管材料 2 真空技術 3 放電管
4 送信管 5 受信管 6 マイクロ波管
7 光電管および電子増倍管 8 電子線管
9 電子顕微鏡 10 X線管 11 粒子加速装置
12 トランジスタ 13 半導体素子 14 パラメ
トリック増幅器

6 電気機器

- 1 同期機 2 誘導機 3 交流整流子機
4 直流機 5 水銀整流器・接触変流機・電力用半
導体整流器 6 変圧器 7 電力用コンデンサ
8 シャ断器・開閉器・ヒューズ 9 避雷器
10 磁気増幅器 11 配電盤・制御装置

7 電力

- 1 電気事業 2 電力系統 3 水力発電 4 火
力発電 5 特殊発電(風力・地熱・潮力) 6 変電
7 架空送電 8 地中送電 9 配電 10 電
力用通信 11 給電

8 電灯照明

- 1 照明の基礎 2 光源 3 照明器具
4 照明施設

9 電気鉄道

- 1 電気鉄道一般 2 電鉄用変電所 3 電車線路
4 電気車 5 信号 6 鉄道通信

10 電気通信

- 1 通信事業・統計・国際会議 2 通信理論
3 通信基準 4 音響・通話標準 5 電話機
6 交換方式・装置 7 電信方式・装置 8 伝達
方式・装置 9 通信用線路 10 超高周波回路
11 空中線 12 電波伝播 13 無線通信方式・
装置 14 放送 15 通信用部品・材料
16 通信用電源 17 航法無線・レーダ

11 電気材料

- 1 金属材料 2 磁気材料 3 無機材料
4 有機材料 5 電気材料試験法

12 電線およびケーブル

- 1 裸電線 2 巻線 3 ゴム・プラスチック絶
縁電線ケーブル 4 電力用紙ケーブル 5 通信
ケーブル

13 電気化学・電熱

- 1 電池 2 水溶液電解 3 溶融塩電解
4 電熱化学 5 電解冶金 6 表面処理および
防食 7 電解用直流電源 8 誘電加熱
9 誘導加熱 10 アーク加熱 11 抵抗加熱
12 溶接 13 放電化学

14 電気応用

- 1 電力応用 2 一般電気応用

15 オートメーション

- 1 自動制御理論 2 制御技術の傾向
3 オートメーションの実際面 4 変換器
5 アナログ・デジタル変換器 6 増幅装置
7 制御用演算装置 8 プロセス制御装置
9 サーボ用機器 10 遠隔測定および制御
11 電子計算機 12 アナログ計算機

16 原子力

- 1 原子力平和利用活動 2 原子核 3 原子炉工
学 4 原子動力 5 原子力機器 6 放射線計
測 7 放射線および放射性同位元素

製品紹介

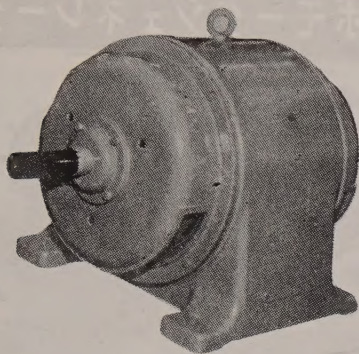
電力用機器 産業用一般機器 原子力およびオー
トメーション機器 計測機器および試験装置
家庭電気用品 電線・ケーブル 通信機器 電
気材料

工作機械用

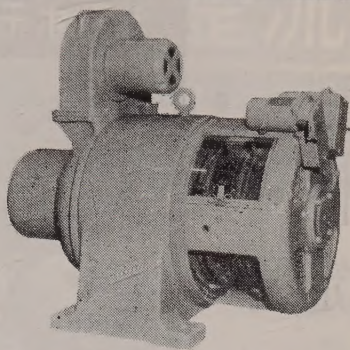
定出力無段変速

電動装置!!

東洋三菱モータ



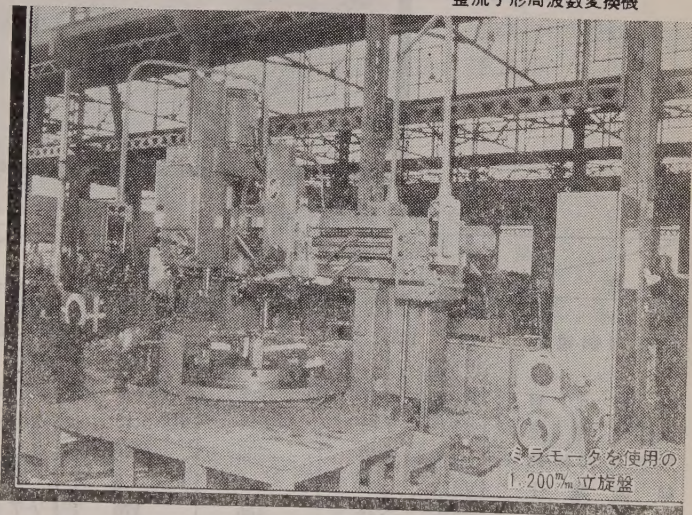
カゴ形誘導電動機



自己駆動
整流子形周波数変換機

本装置はカゴ形誘導電動機と自己駆動の整流子形周波数変換機から成り、特に低速度で重負荷トルクを要求する工作機械などの分野における要望にこたえるものであります。

簡単な操作できわめて広い変速域を制御できる定出力を保証する電動装置であります。



三菱モータを使用の
1.200mm 立旋盤

特 長

- 1) カゴ形誘導電動機で無段変速ができます。
- 2) 変速範囲がきわめて広く (30:1程度)、そのうち3:1または2:1の範囲は定出力特性を保証できます。
- 3) 速度変動率はきわめて小さく、特に低速度で安定な運転ができます。
- 4) 周波数変換機は自己駆動であってなんら駆動電動機を必要としません。
- 5) 保守はカゴ形の誘導電動機ですからほとんど必要なく、機械の中に組み込むことも可能であって、周波数変換機は適当な場所に設置するか配電盤の中に組み入れることもできます。

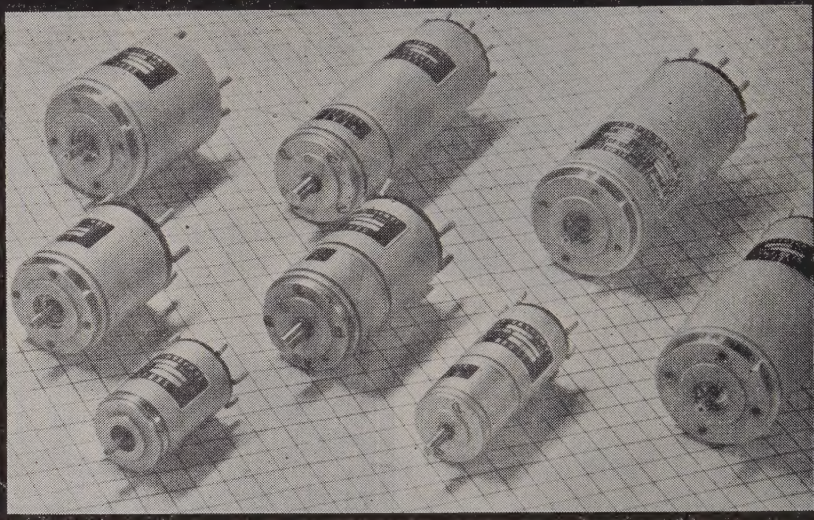
東洋電機製造株式会社

本 社 東京都中央区京橋3~4 電話 (281) 3331 (代)
営 業 所 大 阪・名 古 屋・小 倉・札 幌
工 場 横 浜・戸 塚・京 都

三つの条件を完全にマスターした当社の誇るサーボ系全機種は、工業に、電子産業に、自動制御のエレメントとして忠実に働き、各界のご要望におこたえしております。400c/s・60c/sとも、あらゆる仕様を満足すべく、多種類規格化されています。

超小型・
速応性・
高安定度・

サーボモータ・サーボモータジェネレータ



モータ部分標準特性

型 式	TS 118 (11 SM)	TS 98- (15 SM)	TS 82 (18 SM)
特 性			
周 波 数 (c/s)	400	400	400
励磁制御電圧 (V)	115/115	115/115	115/115
入 力 (W)	5.7	6.15	8.6
力 率 (%)	67.7	56.2	49.8
入 力 電 流 (A)	0.08	0.11	0.15
無 負 荷 回 転 数 (r. p. m)	6200	4800	4800
起 動 電 圧 (V)	3	3	3
起 動 トルク (g-cm)	45	100	170
最 大 出 力 (W)	0.75	1.8	2.6
インピーダンス(停動時 Ω)	1060+j1156	607+j893	381+j664
最大出力時回転数 (r. p. m)	3000	2750	2750
最大出力時トルク (g-cm)	25	65	95
時 定 数(m sec.)	13.5	17.5	11.5
ロータイナーシャ (g-cm ²)	1.07	3.6	4.0
並列共振コンデンサ (μ F)	0.18	0.31	0.45
共振時実効抵抗 (Ω)	2340	2200	1290
温 度 上 昇(抵抗法 $^{\circ}$ C)	65	65	65
重 量 (kg)	0.13	0.23	0.4

ジェネレータ部分標準特性

型 式	TS 120 (11 SMG)	TS 136・TS 102 (15 SMG)/(18 SMG)
特 性		
励 磁 側		
励磁電圧 (V)	115	115
周 波 数 (c/s)	400	400
励磁電流 (A)	0.045	0.073
入 力(停動W)	—	5.43
力 率(停動%)	—	64.6
インピーダンス(停動 Ω)	2660	1575
リアクタンス(停動 Ω)	—	1220
実効抵抗(停動 Ω)	—	1035
出 力 側		
出 力 電 圧	0.5V/1000r. p. m	3.0V/1000r. p. m
残留電圧 (mV)	19	30
入出力位相差	10°以内のおくれ	5°以内のおくれ
出力インピーダンス(停動 Ω)	600	2680
直 線 性	$\pm 0.5\%$ 4800r. p. m迄	$\pm 0.5\%$ 4800r. p. m迄
重 量 (kg)	0.12	0.18

データは二相電源の場合です。尚、減速歯車機構付($\frac{1}{10}$ ・ $\frac{1}{20}$ ・ $\frac{1}{40}$ ・ $\frac{1}{80}$)もあり、取付寸法はモータと共通です。

主 要 製 品

シンクロ
シンクロレゾルバ
サーボモータ(A. C.・D. C)
サーボモータジェネレータ
レートジェネレータ
シンクロナスモータ
パワーモータ

ステッブモータ
電磁クランッチ
ジャイロ
サーボボード
シンクロ試験器
シンクロ指示計
自動制御用各種装置

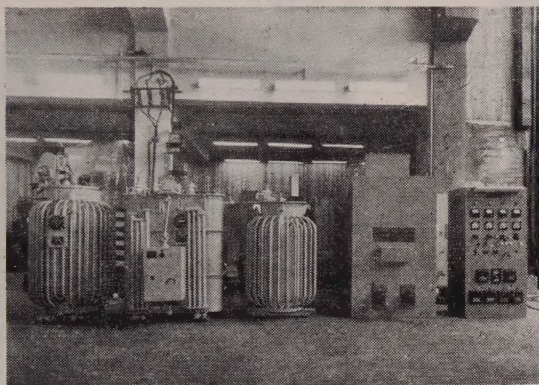
多摩川精機株式会社

本 社 東京都大田区古川町 173 電話 (731) 2131 代表
工 場 長野県飯田市上飯田1879 電話 (飯田) 3131 代表

合理的な直流電源に……

オリジン 半導体整流器

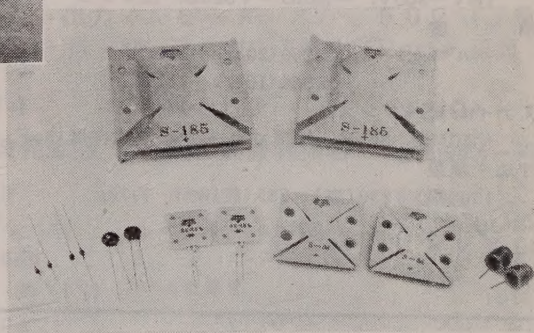
- シ リ コ ン
- ゲルマニウム
- セ レ ン



電解用シリコン整流器 出力70 V 6,000 A

シリコンダイオードは拡散法で造られ均一な品質と安定した高性能をそなえ、長期にわたり高い信頼性をもって御使用いただき御高評をいただいております。
シリコンダイオード種類：SM-150、SE-05、SE-1.5、S-8、SA-15、S-185

オリジン電力用シリコン整流器は、単結晶半導体の果し得る理想的な直流変換装置で、オリジンが擁する卓越した半導体技術者が優れた技術と最新の設備によって完成した特性・品質・信頼性と共に斯界随一の性能を揃えております。



シリコンダイオード各種

営 業 品 目

シリコン整流器 ゲルマニウム整流器 セレン整流器
理研式スポット溶接機 合成樹脂塗料 ミニチュアボールベアリング



オリジン電気株式会社

本社・工場 東京都豊島区高田南町1-195 電話東京 (982)1161(代)3155(代) トウキョウカニウ 22-468
大阪営業所 大阪市北区梅田町17新桜橋ビル 電話大阪 (34)2 3 5 8 (代) オウサカカニウ 33-383
福岡出張所 福岡市下郷町10 電話福岡 (2)6 8 8 3

Accuracy 0.2dB

高精度・広帯域の直示式レベルメータ

PM-15型 高感度交流真空管電圧計

本器は交流専用の高感度、広帯域、広範囲、高入力抵抗の真空管電圧計で微小電圧の測定に最適のものであります。また高精度・広帯域の直示式レベル測定器として使用できますので、TV、音響機器、搬送機器などに広い応用範囲があります。

測定範囲

1mV~300V, -58dB~+52dB, 12レンジ

精度

フルスケールの±2% (20c/s~1Mc)

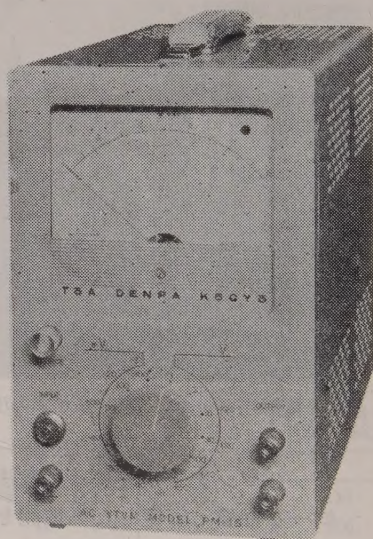
±5% (10c/s~4Mc)

入力インピーダンス

約10MΩ 30pF, 付属プローブで並列容量15pF

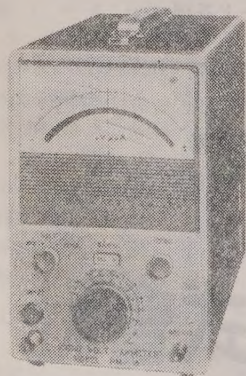
寸法・重量

150(幅)×230(高)×285(奥)mm・約7kg



PM-18型 高感度直流電圧電流計

直流専用の高感度・広範囲の微小電圧電流計であって、従来測定困難な微小電圧電流を安定正確に測定できます。半導体、放射線その他の関係に広い応用範囲があります。



測定範囲 電圧 0 ~ ±30μV~100V 14レンジ

電流 0 ~ ±3μA~100μA 16レンジ

入力抵抗 すべてのレンジで10MΩ

電圧降下 100μA以上で 1mV

30μAで 300μV

10μAで 100μV

3μAで 30μV

東亜電波工業株式会社

本社 東京都新宿区原町2-35-4・(369) 0101 (代)
出張所 大阪市東区淡路町3の6 船場ビル・(23)6547
小倉市大門町8-2・(5)5455
サービス 福岡市東区東町8-2 日興電気商会内・(4)4910
ステーション 名古屋市中区朝日町2の5 朝日電子内・(97)5242

■前回掲載のCR-007型低周波発振器とD-20C型ひずみ率計の説明文・仕様が入れ違っていました。訂正少々御詫びいたします。扱店

■デジタルカウンタ ■信号発生器 ■広帯域分布増巾器 ■直流増巾器 ■真空管電圧計 ■波形測定器 ■インピーダンス測定器 ■デジタルプリンタ装置 ■電子応用計測器一般

nippa

計測器のしにせ

nippa のマークが保証する

性能と品質

発振器

パルス発生器

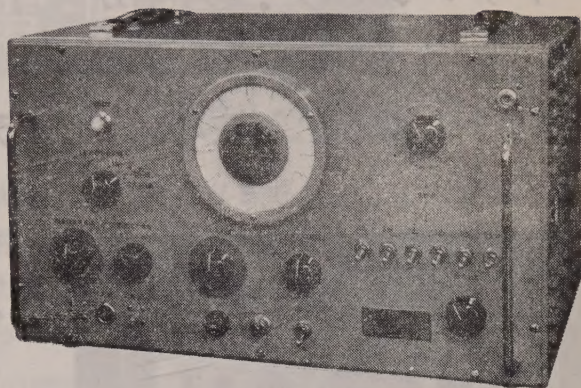
N-221

高出力で

波形が良好

パルス巾範囲が広い

繰返し周波数範囲が広い



規格

繰返し周波数 1 / ~100kc
パルス巾 0.1 μ S ~ 100 μ S
上昇、下降時間 約 0.02 μ S

パルス出力 35V 以上 (50 Ω 負荷)
出力インピーダンス 50 Ω (正負共)
同期入力 最小 5Vp-p 正負とも

N-220

パルス発生器

繰返し周波数 50% ~ 5000%
パルス幅 0.1 μ S ~ 10 μ S 連続可変
パルス幅目盛精度 $\pm (10\% + 0.1\mu S)$
上昇・下降時間 約 0.02 μ S
パルス出力 40V 以上 (50 Ω 負荷)
出力インピーダンス 50 Ω (正負出力)
同期入力 最小 5Vp-p
同期出力 正 40V 負 25V

N-222

ダブルパルス発生器

繰返し周波数 0.1% ~ 10KC
パルス巾 1 μ S ~ 100 μ S
パルス出力 単一又は二重パルス
600 Ω 負荷 正 45V, 負 150V
パルス間隔 0 より周期の 50% まで

N-214

矩形波発生器

周波数範囲 1% ~ 1Mc
周波数目盛精度 $\pm (10\% + 1\%)$
出力 600 Ω 0 ~ 55Vp-p
75 Ω 0 ~ 7Vp-p
出力波形 立上り、立下り
75 Ω 0.02 μ S
600 Ω 0.1 μ S
同期入力 5Vp-p 以上
サグ・オーバーシュート 5% 以内

N-211

超低周波発振器

周波数範囲 0.008% ~ 1200%
5レンジ
目盛誤差 $\pm 3\%$ 以内
周波数特性 0.5db
出力波形 正弦波 矩形波 三角波
出力電圧 30Vp-p 以上
4000 Ω 負荷

N-210A

低周波デケード発振器

周波数範囲 1% ~ 111,110%
0.1% 1% ステップ
周波数精度 $\times 1$ レンジ
50% 以下 $\pm (1\% + 0.5\%)$ 以下
50% ~ 100% $\pm (1\% + 1\%)$ 以下
100% 以上 $\pm 1\%$ 以下
 $\times 10$ レンジ
50% 以下 $\pm (1\% + 5\%)$ 以下
50% ~ 100% $\pm (1\% + 10\%)$ 以下
100% 以上 $\pm 1\%$ 以下
負荷抵抗 600 Ω (内部インピーダンス 約 100 Ω)
出力レベル 20dB

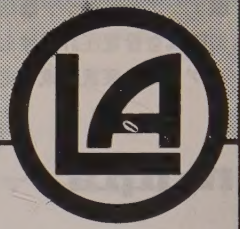


日本電波株式会社

カタログ呈上

ANDO

測定器



トランジスタ，ダイオードの測定には

トランジスタ静特性直視装置 TRV-2型

自動的にバイアス電流を切換える事が出来ますから、高精度にしかも能率良い測定が行え、またあらゆるトランジスタが測定対照となります。

性能

垂直軸 コレクタ電流 $1\mu\text{A} \sim 2\text{A}$ (16レンジ)
(管面1目盛) ベース電圧 $0.01\text{V} \sim 0.5\text{V}$ (6レンジ)
水平軸 コレクタ電圧 $0.01\text{V} \sim 20\text{V}$ (11レンジ)
(管面1目盛) ベース電圧 $0.01\text{V} \sim 0.5\text{V}$ (6レンジ)
コレクタ掃引電圧 $0 \sim 200\text{V}$ ($I_c \text{ max } 2\text{A}$)
 $0 \sim 20\text{V}$ ($I_c \text{ max } 20\text{A}$)

ブラウン管 130HB7型 目盛 10×10 (1目盛10mm)

トランジスタ・チェッカー TCH-5型

中出力型および大出力型のトランジスタの β , I_{CEQ} , I_{CO} および I_{EO} の精密測定が出来るほか、ダイオードの静特性試験が行えるものです。

性能

β 測定範囲 $10 \sim 500$ (バイアス $I_E: 1 \sim 100\text{mA}$
 $V_c: 0 \sim 50\text{V}$)

I_{CEQ} $1\mu\text{A} \sim 100\text{mA}$

I_{CO} $1 \sim 200\mu\text{A}$

I_{EO} $1 \sim 200\mu\text{A}$

ダイオード測定範囲

順方向 $V_f = 0 \sim 5\text{V}$, $I_f = 1 \sim 100\text{mA}$

逆方向 $V_b = 0 \sim 100\text{V}$, $I_b = 1 \sim 200\mu\text{A}$

広告目次

3月号 歪み率計

4月号 直流量重畳インダクタンスブリッジ

5月号 半導体測定器

6月号 パルスコープ・パルス発生器

7月号 絶縁物測定器1式

8月号 位相計

安藤電気株式会社

東京都大田区仲蒲田3-4

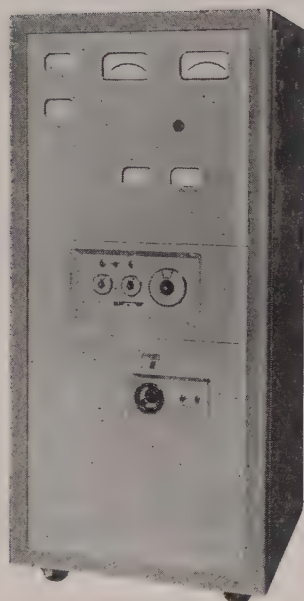
TEL (731) 1161 (代)

世界のトップレベルを行く

全Tr化

高安定直流電源装置

本邦で完成!



最大200V 30KWまで

定格出力の0~100% 連続可変

出力電流安定度 $5 \times 10^{-6} / \text{H}$

リップル 1×10^{-6} 以下

装置の標準定格

入力交流電圧 200 V

入力交流電圧変動許容範囲 $\pm 15\%$

入力周波数 50または60Hz

最大出力直流電圧 200 V

出力電流可変範囲 0 から 100%迄連続可変

出力電流変動率 出力電流10%から100%迄の範囲で
 $5 \times 10^{-6} / \text{時間以下}$

出力電流リップル含有率 10^{-6}

スイープ巾 100, 10, 1, 0.1%切替

スイープ時間 15分

I Double yoke type—NMR用・ESR用および

Broad line type NMRとESR共用

a) 本体 磁極直径 300, 210, 150, 100mm 各種

磁極間隙 70~20 mm ポールピース又はスパーサー交換。

磁場強度 gap 60 mm で 5500~20000 Gauss 各種。

磁場均一度 最高 10^{-8} まで

b) 付属機構 Yoke 直立型, 45°傾斜型, 可動傾斜型(0~90°)回転台 $\pm 200^\circ$

移動台車

II Bitter type—Hall 係数または ESR 用

磁極直径 60, 80, 100, 120 mm ϕ 各種

磁極間隙 0~60 mm 可変

磁場強度 磁極間隙 40 mm で 30,000 Gauss まで

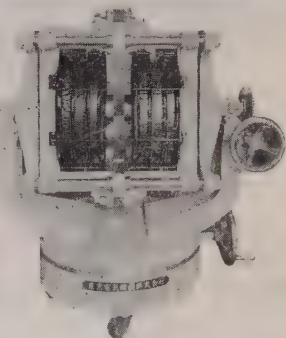
III Weib type—教育用簡易マグネット

IV Helmholtz type—Plasma—サイクロトロン共鳴など

V パルス磁場として50,000 Gauss以上発生させる空芯マグネット。

およびバルサーもあります。

石 磁 電



御 引 合 は 第 二 事 業 部 営 業 課 へ

東京電気精機株式会社

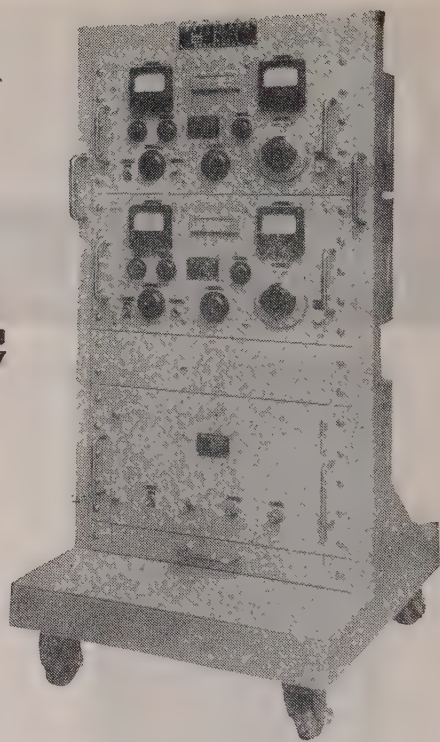


本 社・第二事業部 東京都千代田区神田仲町2の11 電 話 (251) 9186 代表 (291) 2096
研 究 所・アポンドビル 東京都千代田区神田旅籠町2の21 電 話 (251) 4 4 1 4
工 場 文 京 ・ 立 川 ・ 蒲 田

TV用 2信号 信号発生器

MSG-261 標準TV信号発生器

本器はTV受像機試験法の規格に準じて製作された信号発生器で、TV生産工場において受像機の総合試験および研究・調整に適し、映像および音声搬送波の周波数確度は各0.002%以内で、映像搬送波はビデオ周波数帯にて85%の変調が可能である。



性能

(1)映像搬送波信号発生部 搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の 連続3チャンネル	
チャンネル1	91.25Mc
2	97.25Mc
3	103.25Mc
チャンネル7	189.25Mc
8	193.25Mc
9	199.25Mc
チャンネル4	171.25Mc
5	177.25Mc
6	183.25Mc
チャンネル10	205.25Mc
11	211.25Mc
12	217.25Mc

周波数確度 $\pm 0.002\%$ 以内
出力電圧範囲 開放端にて 114dB \sim 0 dB $_{-}$
出力電圧確度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75 Ω VSWR 1.2以下
変調方式 振巾負変調 内部, 外部
0 \sim 85%

内部変調周波数 400%, $\pm 5\%$ 以内
外部変調周波数特性 基準変調特性に対し
0.1Mc ± 1 dB,
1Mc $+1$ dB, -1.5 dB
4Mc $+1$ dB, -3 dB

波形歪 60% 矩形波に対しサグ
5% 以下

非直線歪 85% 変調にて
5% 以下

外部変調入力レベル 75 Ω 1.4V $_{p-p}$ 以下で
85% 変調可能

S N 比 50% 変調にて
50dB 以上

(3)電源入力 100V 50/60% 3A

(2)音声搬送波信号発生部 搬送波周波数

第1～第12チャンネル中の 連続3チャンネル	
チャンネル1	95.75Mc
2	101.75Mc
3	107.75Mc
チャンネル7	193.75Mc
8	197.75Mc
9	203.75Mc
チャンネル4	175.75Mc
5	181.75Mc
6	187.75Mc
チャンネル10	209.75Mc
11	215.75Mc
12	221.75Mc

周波数確度 $\pm 0.002\%$
出力電圧範囲 開放端にて 114dB \sim 0 dB $_{-}$
出力電圧確度 ± 1 dB 以内
出力インピーダンス 75 Ω VSWR 1.2以下
変調方式 FM (内外), AM (内)
単独および同時変調,
75 μ s プリエンファシス

内部変調周波数

変調度

外部変調特性

外部変調入力レベル

変調歪

S N 比

$\pm 0.002\%$
開放端にて 114dB \sim 0 dB $_{-}$
 ± 1 dB 以内
FM 400% $\pm 5\%$ 以内
AM 1000% $\pm 5\%$ 以内
FM 25kc (100%)
AM 30%
FM 30% \sim 15kc, ± 1 dB
以内
600 Ω 5V 以下にて,
FM 100% 変調可能
FM 100% 変調にて
2% 以下
AM 30% 変調にて
5% 以下
FM 100% 変調にて
50dB 以上
AM 30% 変調にて
50dB 以上



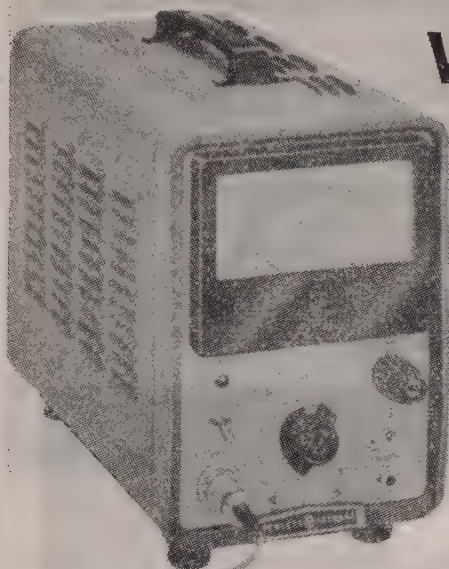
目黒電波測器株式会社

東京都目黒区上目黒五丁目二六五八番地 電話 (712) 1166 (代) \sim 9 \cdot 1160

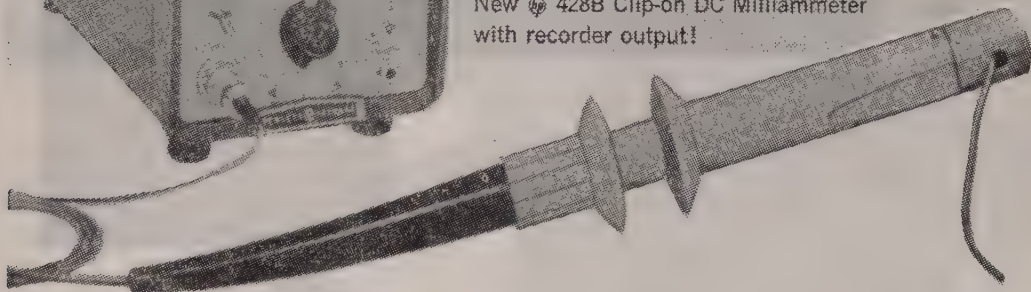
関西地区代理店 塩見電気株式会社 大阪市北区富田町34 電話 (34) 7 5 5 1 \sim 6

(国電エビス駅
より東急バス
五本木下車)

Measure and record DC current, 0.1 ma to 10 amps without breaking leads, without circuit loading!



New Φ 428B Clip-on DC Milliammeter with recorder output!



Now you can measure and record dc current to 10 amps without interrupting the circuit and with no circuit loading. You simply slip the jaws of the Φ 428B probe around a bare or insulated wire and read dc, even in the presence of equally strong ac on the same wire. No need to break leads. The 428B reads dc current directly in 9 ranges by sensing the magnetic flux induced by dc current in the wire.

To measure current difference between two separate wires just clip the probe around them both and read, then reverse one lead and read their sum! For even greater sensitivity you simply increase the number of lead loops through the probe, increasing sensitivity by the same factor as the number of loops.

The recorder/oscilloscope output, dc to 300 cps, makes it easy to record dc levels as well as analyze ground buss, hum and ripple currents on an oscilloscope—all without circuit loading.

Φ also offers Model 428A Clip-on DC Milliammeter. This instrument is similar to Φ 428B except that coverage is limited to 3 ma to 1 ampere (6 ranges), the recorder output is not included, and price is somewhat lower.

SPECIFICATIONS

Current Range: Φ 428A, 3 ma to 1 a full scale in 6 ranges
 Φ 428B, 1 ma to 10 a full scale in 9 ranges

Accuracy: $\pm 3\%$, ± 0.1 ma

Probe Inductance: < 0.5 uh introduced into measured circuit

Probe Induced Voltage: < 15 mv peak into measured circuit

AC Rejection: AC with peak value less than full scale affects meter accuracy less than 2% at frequencies above 5 cps and different from carrier (40 KC) and its harmonics (On 428B 10 amperes range, ac is limited to 4 amperes peak)

Recorder/Oscillator Output: Φ 428B, approximately 1.4 v across 1,400 ohms full scale. Frequency response dc to 300 cps

Probe Insulation: 300 v maximum

Probe Tip: $\frac{1}{2}$ " x $\frac{9}{32}$ ". Aperture diam. $\frac{3}{16}$ "

Size: Cabinet, $7\frac{1}{2}$ " x $11\frac{1}{2}$ " x $14\frac{1}{4}$ "; rack mount, 19" x 7" x 13" behind panel

Weight: Cabinet, 19 lbs; rack mount, 24 lbs.



日本総代理店
関商事株式会社

東京都千代田区神田東福田町一番地

電話 (866) 代表 3 1 3 6

HEWLETT-PACKARD COMPANY
 PALO ALTO, CALIFORNIA, U.S.A.

VOLCO

新製品 速応無歪自動電圧調整器

VOLCOの新製品 FRW型 速応無歪自動電圧調整器は確実な古典的回路方式により新しい設計技術で製作されたもので、極めて早い応答性と歪のない正弦波出力をもっております。ドリフトも殆ど有りません。

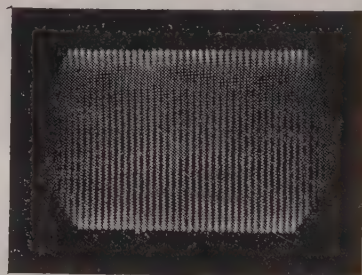
構造も簡単頑丈で真空管や半導体等を全く含んでおりませんから悪い使用条件で乱暴な取扱を受けても故障する心配がありません。

高温、多湿、振動、等周囲条件があるく、早いほしい電圧変動のある実際の現場で使用した場合に実質的に他のどの方式のものより安定度の高い、信頼性のある自動電圧調整器であります。

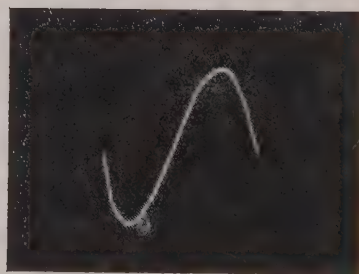
構造が簡単なので価格も低廉です。

30年以來の専門メーカーVOLCOの製品ですから

その他の性能も勿論最高です。



入力10%急昇



出力波型

サービス代行店

関東甲信越地区 吉沢精機工業株式会社
 本社 東京都文京区湯島新花町35
 Tel. (921) 1042, 7088, (929) 0289
 営業所 長野市横町20
 Tel. 長野 4601
 新潟市下大川前石油企業会館内
 Tel. 新潟 (3) 0603
 中京地区 株式会社 朝日商会
 名古屋市中種区栄王山通3-34
 Tel. (73) 8147~9, 8140

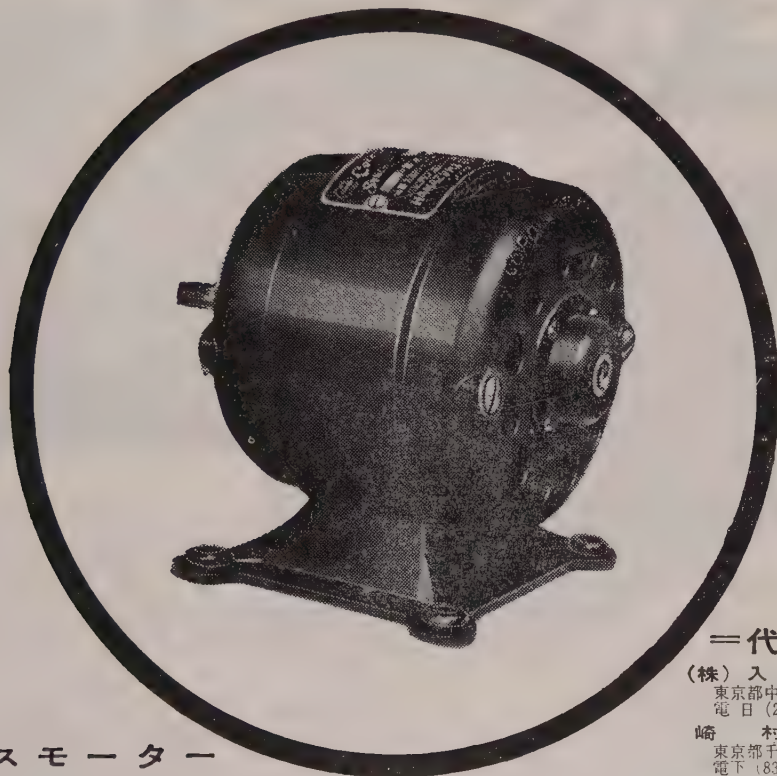
関西地区 株式会社 三栄商会
 大阪市北区東堀川町11
 Tel. 大阪 (36) 2556~7
 中国・四国・九州地区 新川電機株式会社
 本店 広島市三川町1
 Tel. 中 (2) 9147~9, 9140
 支店 高松市南鍛冶屋町4-18
 Tel. 高松 (2) 7343
 福岡市上小山町3-4
 Tel. 福岡 (2) 0514 (3) 6344

日本電源機器株式会社

東京都墨田区寺島町5-130 電話 (611) 2461・2971
 出張所 大阪市東区谷町1-7 電話 (94) 1140

古き伝統と新しい技術

コロナモーター



シーリスマーター
シンクロナスマーター
キャパシターマーター

は特に量産しております。

その他 小型モーターと発電機 については
御相談下さい。必ず御期待にそいます。

＝代理店＝

(株) 入江製作所
東京都中央区日本橋本町4の7
電 日 (241) 代表5 2 8 1

崎 村 商 店
東京都千代田区神田五軒町42
電下 (831) 9 9 5 3, 4 3 4 6

吉沢精機工業株式会社
東京都文京区湯島新花町35
電小 (921) 1 0 4 2, 7 0 8 8
営業所 長野市横町20
電話 長 野 4 6 0 1
新潟市下大川前石油企業会館内
電話 新潟 (3) 0 6 0 3

ユタカ電業株式会社
東京都港区芝新橋5の22
電 (501) 代表8 4 9 1～5

日本電化工業社
京都市下京区河原町通り四条下ル(日生ビル)
電下 (5) 2 5 8 7, 9 2 4 7

沢電気機械株式会社
大阪市西区土佐堀通り2の8
電大 (44) 3 7 1 5(代表)～9

(株) 西山製作所
大阪市東区瓦町 2の15
電 北 (23) 5755, 229, 448

(有) 入江製作所
名古屋市中区大池町1の48
電中 (24) 1 6 2 1, 6 3 8 9

岩谷産業株式会社
大阪市東区本町 3
電船 (26) 3251～5, 8251～5
営業所 東京・名古屋

(旧 社 名 花 塚 電 機 産 業 株 式 会 社)

コロナモーター株式会社

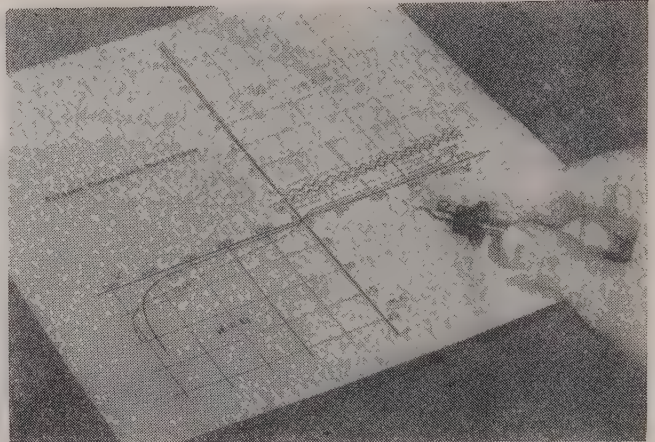
東京都目黒区東町52番地 電話 目黒 (712) 代表3146-5

新電元

シリコン制御整流素子

SCR

業界のトップを切って開発した当社のSCRは、発表以来各方面の御照会御試用を頂いておりますが、C3Bは愈量産態勢も整いましたので一般市販開始の運びになりました。尚此の外に最大出力200A その他各種の試作も完成しておりますので、逐次市販開始の準備を進めております。



C3B型定格及び特性表(暫定)

於抵抗負荷自然空冷

	単 位	C3B02	C3B05	C3B10	C3B15	C3B20	C3B30	C3B40
連続尖頭逆耐電圧 (P.I.V.)	V	25	50	100	150	200	300	400
過渡尖頭逆耐電圧 (<5mS)	V	35	75	150	225	300	400	500
最大逆方向(於P.I.V.)100°C漏洩電流	mA	17.5	14	7	4.7	3.5	2.3	1.75
最小正方向阻止電圧V _{Bo} min	V	25	50	100	150	200	300	400
最大正方向(於V _{Bo} min)漏洩電流	mA	17.5	14	7	6.5	6.0	5.0	4.0
交流最大入力 (正弦波) 電圧	V _{r.m.s}	17.5	35	70	105	140	210	280
最大出力電流	A	10	尖頭ゲート電流 Max			A	2	
直流7Aにおける正方向電圧降下	V	1.5	点弧ゲート電圧			V	0.25～3	
尖頭1サイクル過電流	A	140	点弧のゲート電流			mA	標準10～最大50	
尖頭ゲート電力 Max	W	5	熱 抵 抗			°C/W	2	
平均ゲート電力 Max	W	0.5	貯 蔵 温 度			°C	－65～＋125	
尖頭逆方向ゲート電圧 Max	V	5	動 作 温 度			°C	－65～＋100	
尖頭正方向ゲート電圧 Max	V	10						

注 1. P.I.V., V_{BO} とは動作時ジャンクション温度における値を示す。

2. 周囲温度40°C, 150° × 1t銅フィン, 自然空冷単相半波波形の場合の出力電流はC3A型11.5A, C3B型5.8Aとなる。

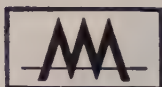


新電元工業株式會社

本社 東京都千代田区大手町 新大手町ビル 電話 (211) 2571代表
 大阪出張所 大阪市北区角田町 阪急航空ビル 電話 (36) 3294代表
 九州出張所 小倉市京町281 五十鈴ビル 電話 (5) 8431代表

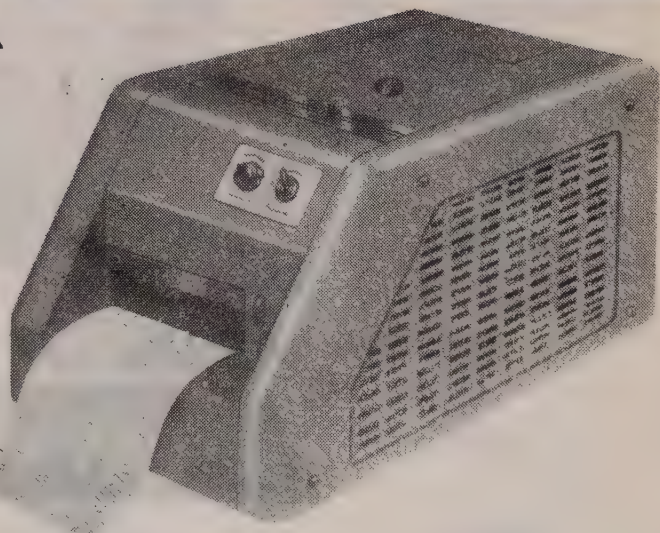
暗室からの解放、無現像方式の電磁オシログラフ

VISIGRAPH



ビシグラーフ

FR-101-X型 新製品



- 現像操作のまったく不用な
- 露光直後に観察できる
- 高感度ガルバノメーターを使用
- 大振幅でもアークエラー（円弧歪）なしに記録
- 操作も保守も容易

主な仕様

- | | |
|-------------|--|
| ● エレメント数 | 10または12 |
| ● ガルバノメーター | 電磁制動方式 高感度 G 型 |
| ● 光 学 系 | 30cm |
| ● 記 録 紙 | 幅 153mm, 長さ 30.5m |
| ● 記 録 速 度 | 1, 2.5, 10cm/sec (スイッチによる切換) |
| ● 記 録 線 速 度 | 約 750 m/sec |
| ● 刻 時 | $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$ sec または $1, \frac{1}{10}$ sec |
| ● 電 源 | AC 90~110V, 50または60 $\frac{\circ}{s}$ 350W |
| ● 寸 法 | 本体 24.5×23×39, 電源部 13.5×20×25.7 |
| ● 重 量 | 本体約 14kg 電源部約 10kg |

主要製品

インク書きオシログラフ
電磁オシログラフ
6現象ブラウン管オシロスコープ
直流増幅器
万能歪記録増幅器
ブラウン管連続撮影装置

販売元 **三栄測器商行株式会社**

東京都新宿区柏木 1-95 TEL (371) 7117~8, 8114~5

製造元 **三栄レコーダー製造株式会社** 製造元 **三栄測器株式会社**
(記録器関係) (電子管製品関係)

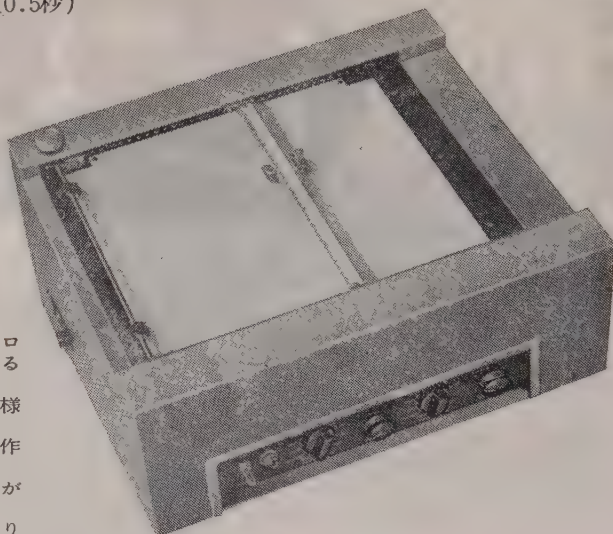
平面型X-Y軸記録計D5型

性能

1. 追従速度 X・Y 共0.8秒以内 (高速型0.5秒)
2. 測定電圧 DC 10mV
3. 記録紙寸法 250×250mm
4. 確 度 $\pm 0.3\%$
5. 時間装置を内蔵して居り簡単な切換へで記録紙を定速度で送り普通の記録計として使用することも出来ます。

特長

1. 記録紙は1枚宛セットすることも、またロール紙 (70枚綴りミシン入り) を使用することも出来ます。
2. 真空装置に依り記録紙は平面に密着する様になって居ります。
3. ペンの上下は外部より電氣的に自由に操作することが出来ます。
4. 制御回路を有し指示の OVER Shoot がありません。
5. 電源電圧の変動に対して指度に影響がありません。



Speedex 全トランジスター式

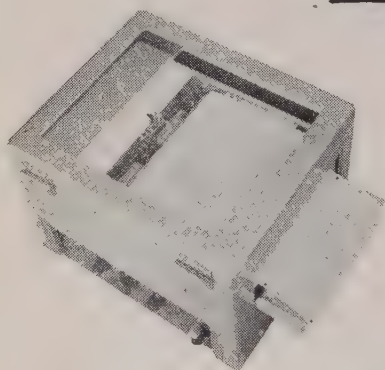
高速平衡記録計 (ER-G1) (ER-G2)

性能

- ER-J1 フルスケール 0.5秒
 ER-J2 (150mm) 0.15秒
 測定電圧 DC10mV
 確 度 $\pm 0.3\%$
 記録紙速度 10段可変

追従速度 ER-G1 0.7秒 フルスケール
 ER-G2 0.3" (250mm)

二素子 ER-H1 0.3" フルスケール
 ER-H2 0.15" (100)+(100)
 (150mm)+(50mm)もあります。



営業品目

X-Y軸記録計
 高速平衡記録計
 B-H特性自動記録装置
 極座標記録装置
 微小直流電圧計

株式会社 理化電機研究所
 東京都目黒区中目黒3-1119 電話 (712) 3549・(713) 8319

関西地区代理店

日本測器株式会社

大阪営業所

大阪市北区茶屋町38番地 電話大阪 (37) 5001・9161・9181番

日・米・英・独・スイス・特許

HIGH
PRECISION
PATENTED

世界最高水準品！ J. MICRO MOTOR

科学技術庁長官賞受賞
特許庁長官賞受賞
大河内記念賞受賞
朝日新聞発明賞受賞
科学技術庁注目発明選定

高信頼度 高追従性 安定性能

D. C. SERVO MOTOR, SERVO MOTOR GENERATOR

マイクロモーターは独特の構造をもつ極めて精巧な微小形低損失直流電動機で、短起動時定数、高信頼度を有し、自重 100 g のモーターの能率 73 % という 1/2 HP の直流電動機の能率に匹敵する高性能モーターである。

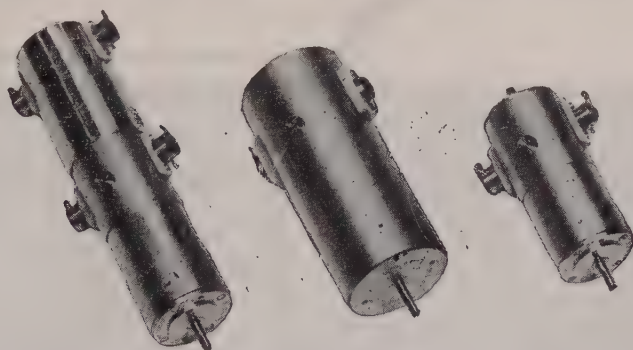
特に使用経過による作動電流の漸増傾向は全くなく性能は均一かつ安定である。

- | | | |
|------------|--|--|
| 特 徴 | <ul style="list-style-type: none">(1) 各個特性の偏差が極めて少い(2) 直径 18 mm 重量 43 g(3) 高能率 0.5 W 型 52 % 2 W 型 73 %
(連続定格出力時)(4) 定格負荷連続作動 2,000 時間以上(5) 右転、左転特性一致 | <ul style="list-style-type: none">(6) -50°C~100°C で作動(7) 定格出力時定格回転数 3,000, 5,000 r.p.m.(8) 180 g の加速度に耐える(9) Hg 10⁻³mm において作動(10) 短起動時定数 0.02 秒以下 |
|------------|--|--|

製造品目 微小形低損失直流電動機
 微小形低損失直流発電機

微小形速度計発電機付直流電動機
信号用直流電動機

当社で定めた規格テーブルの数値と納入製品性能との差異はなく、詳細な仕様規格によって納入します。



タコジェネレーター内蔵サ
ーボ用 マイクロモーター

能率 73 %, CL-4 B
強力マイクロモーター

CL-2 A
マイクロモーター

トランジスタテープレコーダー用普及品もございます

日本マイクロモーター株式会社

東京都目黒区下目黒 4-851 番地 電話 (713) 代表 2137~9

TR-

新製品

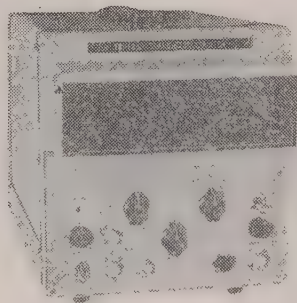
105D

数字表示トランジスタ・カウンタ完成

新コード変換素子の開発により、弊社が始めてカウンタに数字表示管方式を採用してから、「カウンタが見やすく使いやすくなった」との御好評をいただいておりますが、此の程トランジスタ・カウンタに数字表示管を使用することに成功しました。

従来から知られていたトランジスタ・カウンタ-TR-105に比べ、その表示方式がメータ方式から数字表示管を使用しているのみでなく、周波数測定範囲もはるかに高くなり、また時間々隔、周期測定においてもわが国では最高の性能を有するものです。

見やすく、軽量・小型



計 数 桁 数・10進5桁

周波数測定範囲・10CPS～2.5 MC

時 間 々 隔・3 μ S～10⁵ sec

周 期・10⁻⁵ sec～10 KC

プリンター接続可能

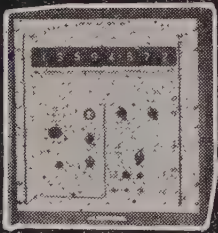
高性能・多様な機種

タケダ理研のカウンタ

1. **-TR- 111D** 10 cps \sim 220 MCにわたる広範囲の周波数, 0.3 μ S \sim 10⁷Sにわたる時間々隔測定, 0 \sim 10 KC にわたる周期等の高精度測定のできる最高級エレクトロニック・カウンタ
2. **-TR- 110DD** 10 cps \sim 2.5MCの周波数測定, 0 \sim 10 KCの周期測定, 3 μ S \sim 10⁵Sの時間々隔測定等, 1台で6つの基本的機能をもつユニバーサルカウンタです。
3. **-TR- 109BD** 10 cps \sim 200 KC の周波数測定, 0 \sim 10 KC の周期測定, 30 μ S \sim 10⁴Sの時間々隔測定ができます。
4. **-TR- 108DD** 10 cps \sim 200 KC の周波数測定, 100 μ S \sim 10³Sの時間々隔の測定ができる小型高性能のエレクトロニック・カウンタです。



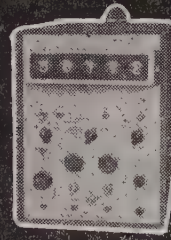
-TR- 278 Digital Printer



-TR- 111D



-TR- 110DD



-TR- 109BD



-TR- 108DD

募集
エレクトロニクス技術者 パルス機器の設計製作大学理工
機械設計技術者 科卒業者。
ディジタル機器の筐体、プリン
ター、自動制御機器の設計製作
いずれも年令35才まで、給3 \sim 5万詳細は本社総務部え

タケダ理研工業株式会社

本社・東京都練馬区旭町285 TEL (933) 4111(代)
大阪営業所・大阪市北区梅ヶ枝町71 TEL (312) 0051 \sim 6
ヤノシゲビル (312) 2695(直)

デジタル プリンター

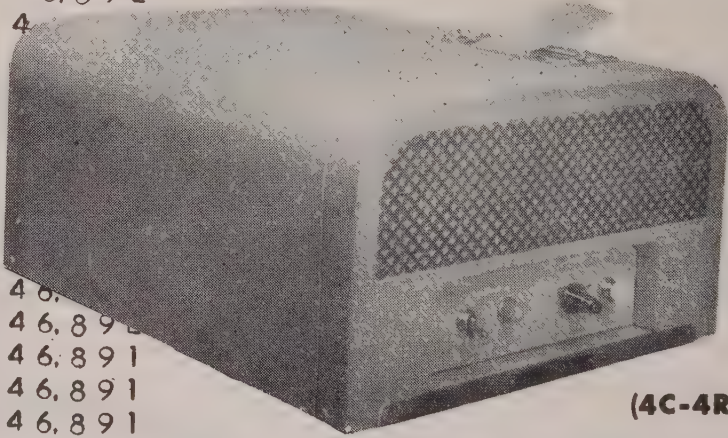
9.752
9.752
9.752
9.752
214.569 T

246.892
246.892
24

2
2
2
2
2
2
2
2
2
2
246.
246.892
246.891
246.891
246.891
3.703.386 T

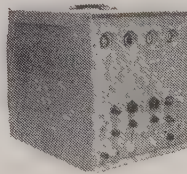
98.765.432
9.876.543 -
88.888.889 T

98.765.432
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
9.876.543 -
39.506.174 T

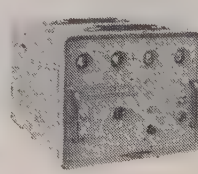


(4C-4RB)

型式・設置型及びラック型の二種あり。
特長・データーの印字及び加減算が可能。
印字機構は米国クラリー社製



(4C-4B)



(PS-301)

各種エレクトロニック
カウンター及びA、D
変換器等、
あらゆるデジタル計
測器の出力を直結記録
することができます。

NISSOKU

日測電子工業株式会社

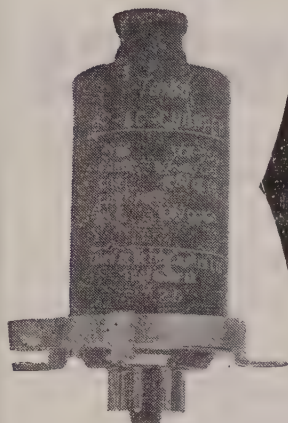
東京都港区芝金杉浜町70番地 TEL.(451) 1815

Taiko

タイコ-チョッパ

DC-ACチョッパ

チョッパは直流入力を交流に変換し、あるいはこれを増巾後出力を再び直流に転換する機能を有するもので、一般自動制御機器を始めとして直流増巾器、アナログ計算器の増巾器、自己平衡電位差計、マイクロポルトメータ等記録測定関係の各分野に使用されています。弊社は多年チョッパの研究に従事し、構造、振動機構等に独自の改良を行い特に雑音防止、長寿命の点に特色を有しています。



品 種	TCP-55A	TCP-55B	TCP-561A	TCP-561B	TCP-561C
定格駆動電圧電流※1	6.3V 70mA (50%)	65mA (60%)	6.3V 140mA (50%)	130mA (60%)	
定 格 周 波 数	50 ± 5 % または 60 ± 5 %				
駆 動 電 圧 範 囲	4.5V ~ 7.5V				
動 作 形 式	S P D T		D P D T		
入 力 部 変 換 回 路	ベ ー ス ピ ン 1 ~ 2 ~ 3				
入 力 変 換 電 圧	1μV~1.5V	1V~50V	1μV~1.5V	1μV~1.5V	1V~50V
入 力 変 換 電 流 (最大)	1 mA	5 mA	1 mA	1 mA	5 mA
出 力 部 変 換 回 路	ベ ー ス ピ ン 5 ~ 6 ~ 7				
出 力 変 換 電 圧	1V~50V				
出 力 変 換 電 流 (最大)	5 mA				
接点間および接点 筐体間絶縁抵抗	10 ¹² Ω 以上				
巻線筐体間絶縁抵抗	100 MΩ 以上				
位 相 お け れ	30° (50%) , 40° (60%)		30° (50%) , 40° (60%) (入出力側共)		
位 相 対 称 度	3° 以 内				
対 称 度	3 % 以 内				
雑音(100kΩ負荷r.m.s.)	1μV 以 下				
接 触 率※2	B B M 45 % M B B 55 %				
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C				
重 量	230 gr				

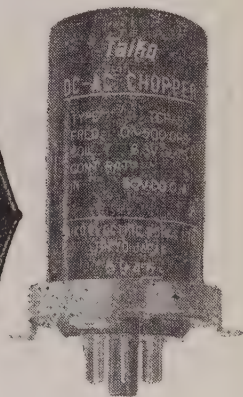
※1 御使用なさる定格駆動周波数を御指定下さい。

※2 接触率はBBMまたはMBBの何れかを御指定下さい、なお特に御要望のある場合は15%~75%の範囲にて特別に調整も致します。

特殊 チョッパ

TCP-57, TCP-58チョッパは接点容量が大きく電源用として使用されると同時に、自動制御や計器用としての直流増巾器にも使用されます。但し低雑音を必要とする処には不向きで、此の用途にはTCP-55A又はTCP-561Aを御使用願います。

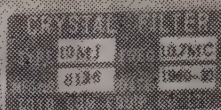
品 名	TCP - 58	TCP - 57
周 波 数 範 囲	定格 50% 又は 60%	定 格 400%
駆 動 電 圧 (動作範囲)	定格 A-C 17.5V 50% (15 ~ 20 V)	定格 A-C 6.3V 400% (5.5 ~ 8 V)
線 輪 電 流 (mA)	40	60
線輪直流抵抗 20°C	380 Ω ± 5 %	22 Ω ± 5 %
入 力 部 変 換 回 路	ベースピン 1 ~ 2 ~ 3	
入 力 変 換 電 圧	100 V 最 大	50 V 最 大
入 力 変 換 電 流 (最大)	0.3 A	0.1 A
接 点 間 及 び 接 点 筐 体 間 絶 縁 抵 抗	最 小 200 MΩ	
巻線筐体間絶縁抵抗	最 小 500 MΩ	
接 触 率	B・B・M 45 %	
温 度 範 囲	-10°C ~ 60°C	
重 量	230 gr	



株 式 会 社 大 興 電 機 製 作 所

本社・東京工場 東京都品川区東中延 4 の1402 電話 (781) 7155(代)7181(代)6411
矢板工場 栃木県矢板市 電話(矢板) 36・49・63

新製品



10.7MC SERIES STANDARD CRYSTAL FILTERS

APPLICATIONS

• AM, FM, SSB RECEIVERS • DOPPLER RADAR SYSTEMS • FSK SYSTEMS
• FIXED CHANNEL RECEIVERS • SPECTRUM ANALYZERS

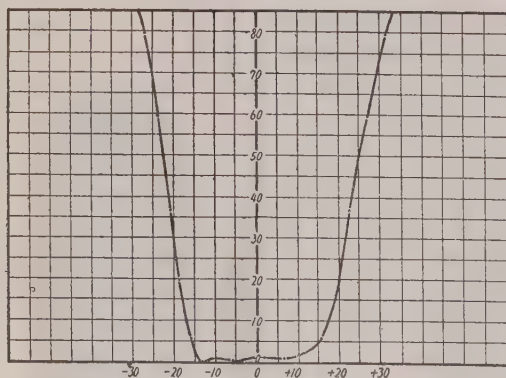
SYMMETRICAL BANDPASS

MODEL NO	CENTER FREQUENCY	BANDWIDTH 6 db	BANDWIDTH 60 db	INSERTION LOSS (MAX)	PASS BAND VARIATION (MAX)	IMPEDANCE OHMS (NOMINAL)	CASE SIZE L. W. H
10 M-A	10.7 Mc	30 Kc	60 Kc	6 db	3 db	2,500	80 × 24 × 30mm
10 M-B	〃	15 Kc	30 Kc	〃	〃	1,000	〃
10 M-E	〃	6 Kc	15 Kc	〃	2 db	500	〃
10 M-F	〃	3.5 Kc	10 Kc	〃	〃	300	〃
10 M-H	〃	0.5 Kc	2 Kc	〃	〃	2,000	〃
10 M-J	〃	30 Kc	50 Kc (75 db)	8 db	3 db	2,000	117 × 24 × 30 ^{m/m}

CRYSTAL DISCRIMINATOR

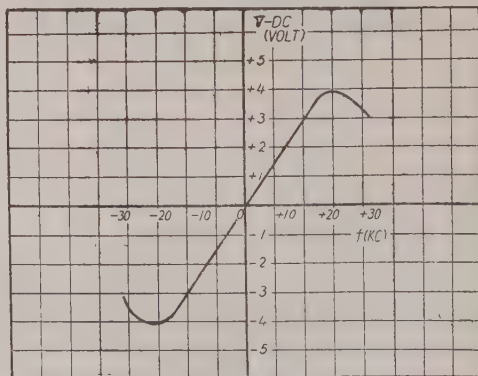
MODEL NO	CENTER FREQ.	BAND WIDTH	IMPEDANCE OHMS	CASE SIZE L. W. H.
10M-DC	10.7 Mc	50 Kc PEAK TO PEAK	INPUT 10K. OUTPUT 500K	25 × 20 × 25mm

MODEL 10-MA
ATTENUATION VS. FREQUENCY



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

MODEL 10M-DC
10.7Mc DISCRIMINATOR



FREQUENCY IN Kc FROM 10.7Mc
CENTER FREQUENCY

同一外形互換性を考えた10.7Mc 系例既設計、高信頼性の高周波水晶炉波器を御推奨いたします。
尚、特に新規設計にも応じますから何卒御用命の程御待ち申上げて居ります。



東洋通信機株式会社

本社及工場 神奈川県川崎市塚越3丁目484番地 電話 川崎(2)3771-3779, 2766
東京営業所 東京都千代田区霞ヶ関3丁目3番地 鋼鉄ビル内 電話 東京(591)1973, 1974
大阪営業所 大阪府西区江戸堀上通り2丁目37番地(森吉ビル) 電話 土佐堀(44)4332-6
福岡営業所 福岡市天神町58番地 天神ビル 電話 福岡(75)6031, 6416

集団運転電動機の欠相（単相運転）と過負荷保護に

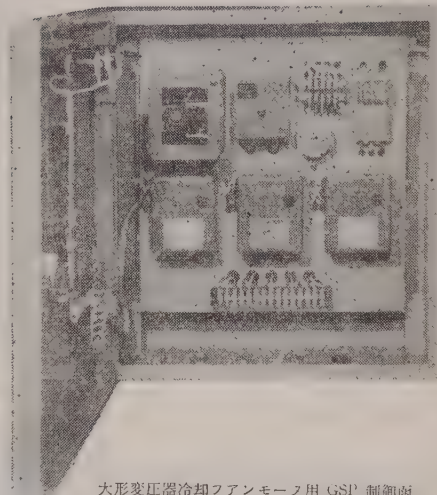
ミキオン GSP 制御函

◆大形電力変圧器の
放熱器冷却ファンモータの
集団運転制御用に!!

◆圧延テーブルローラーの
直結モータの
集団運転制御用に!!

◆その他2台以上のモータの
集団運転制御用に!!

ミキオン GSP 制御函を!!



大形変圧器冷却ファンモータ用 GSP 制御函

交流三相回路で多数のモータを1組の制御開閉器で集団運転している場合、各モータ毎に欠相継電器を設備することは技術的にも経済的にも困難を来すのは通例であります。

ミキオン GSP 制御函は集団運転電動機群の中1台のみ欠相して単相運転になったり、過負荷になった場合検出保護するミキオン GSP リレーを組みこんだ制御函であります。

その他の営業品目

◆ミキオン 3E リレー

(3相過負荷、欠相(単相)、逆相保護)
3E-25 形 各種高圧モータ用
3E-40 形 特に起動時間の長いモータ用

◆ミキオン 3E-SP リレー

(3相過負荷、電源欠相(単相)
デルタ欠相、逆相保護)
5.5kW 以上のスター・デルタモータ用

◆ミキオン低水位警報継電器

水中モータポンプ用で、井戸内の水位測定もできる一石二鳥の継電器

◆ミキオン水中モータポンプ制御函

ミキオン 3E リレーやミキオン低水位警報継電器を組みこんだ水中モータポンプ用標準制御函

◆ミキオンフロレス継電器

無接点電極回路の液面制御継電器



株式
会社

みき
幹電機製作所

営業所 東京都千代田区神田和泉町 1-8
電話 東京 (851) 9226, (866) 0937, 0993, 7424
本社工場 千葉県千葉市登戸町 2-165
電話 千葉 (2) 1873, 5550, 9653
成東工場 千葉県山武郡成東町字成東2337
電話 成東 0254, 0265

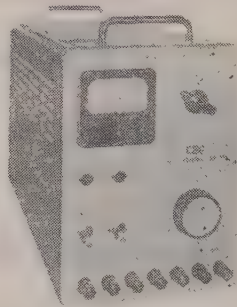
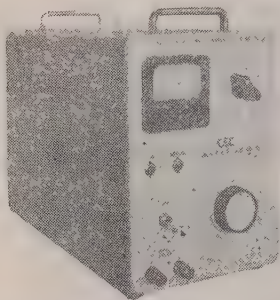
C&C 直流安定化電源装置

505A形 出力を完全に短絡しても 121形

、(全トランジスタ式) 安心です。(特許出願中) (全トランジスタ式)

505C形

(電子管式)



本器は出力電圧0~40V (連続可変)で6A (最大)の電流が供給できる直流安定化電源であります。

本器は出力電圧100~500V (連続可変)で300mA (最大)の電流が供給できる高電圧直流安定化電源であります。

出力電圧 0~40V 連続可変
出力電流 6A
出力電圧安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル含有量 2mV 以下
内部抵抗 0.01Ω 以下
入力電源 AC100V 50~60%
単相
消費電力 最大300VA

本装置は多種類の安定化直流電源を電子計算機用または自動制御プラント用に適するよう総括し、それらの各回路の保護ならびに警報回路を有し、またリレー等による制御連動回路を有する総合電源装置であります。
(仕様により各種を製作しております。)

入力電源 定格(I) AC200V 3相 50/60%
定格(II) AC100V、単相 電圧変動 $\pm 5\%$ 以内

1. 安定化直流高圧

出力 100~500V 0~300mA
安定度 $\pm 0.05\%$ 以内
リップル 1mV 以下

2. 線用直流出力

出力 5.7~6.9VDC 0~1A
安定度 $\pm 0.5\%$ 以内
リップル 10mV 以下

3. 線用交流出力 (2系統)

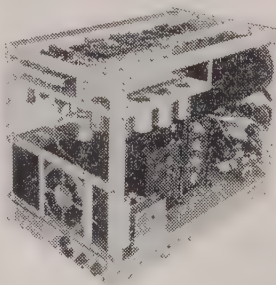
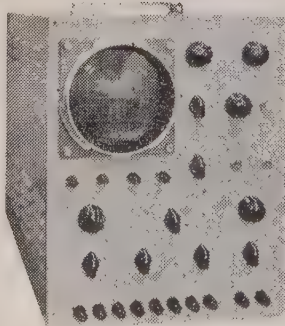
出力電圧 6.3V AC (unreg.)
出力電流 3A

B-H Curve Tracer

強磁性体(特にトロイダルコア)の品質管理および研究用としての決定版

124形

本器は後段加速形5インチブラウン管を有するシンクロスコープ系統と2個の直流増巾器を有する検出系統を結合することにより、試料4個を接続し任意の2個を同時に比較および定量測定することができるようになっておりますので、従来この種測定装置では非常に困難であった比較および定量測定をパネル面のツマミで簡単に行なうことができます。



測定項目 1. $B=B(t)$ 磁束密度波計
2. $H=H(t)$ 磁界波形
3. $B=B(H)$ B-Hカーブ
4. $B=\frac{2B}{t}(t)$ 巻線出力

測定周波数 50, 60, 350, 420, 1,000, 1,200%

感度 B軸 10mV/cm~10V/cm

H軸 100mV/cm~10V/cm

位相差 $1^\circ \sim 100^\circ \pm 5^\circ$

使用CRT 5ABP1

入力電源 90~110V、50~60%

呈カタログ

中央電子株式会社

東京都八王子市元本郷町2-155

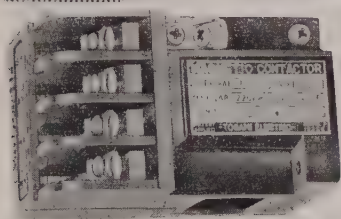
TEL 八王子(026)2局2380・6748~9



Tagami

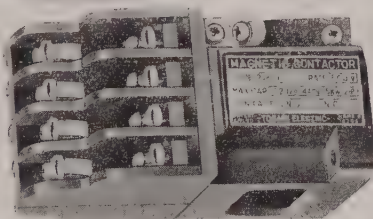
PAK 7型 電磁開閉器 補助継電器 生まる

1. 1.5 KW (2HP) までのモータルの安全運転と、各種機器のオートメ制御に最適です
2. 写真の如く超小型で性能、信頼度高く、オートメ用補助継電器として、その利用度が高い



7型 補助継電器 4P

モーター起動用の場合 (7A) … 4a
補助継電器として (10A) … 標準 4a
応用例 (10A) … 3a 1b, 2a 2b



7型 8P (2段式構造)

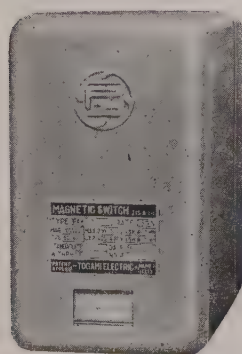
本器は左図の 4P を 2 段式の 8P とし、
主として継電器用で、4a 4b を標準と
します。



プラグイン式

(7型 8P の一例)

最近コントロールセンター等の電磁開閉器
や補助継電器類は、プラグイン式となり
急速に取換える事を得るようになりつつ
あります。本 7 型もプラグインベースを
用意しております。なお大型用は配電盤
に引出し方式とすることもできます。



7型 電磁開閉器

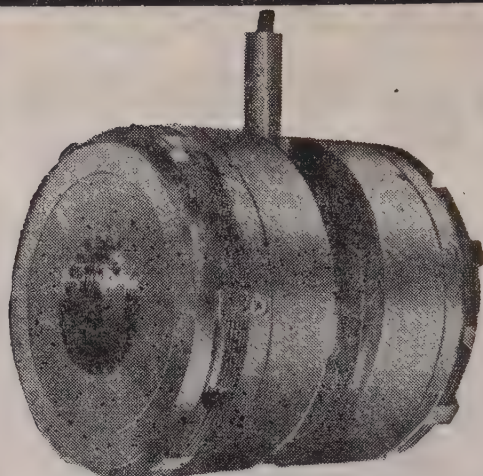


本器の内部構造

7型には専用の
超小型熱動継電
器があり簡単に
取付可能です。

東京営業所	一港区芝虎ノ門	実業会館ビル	… (電・(501)0431 (代表)
大阪営業所	一北区芝田町44	芝田ビル	… (電・(312)3271~5)
名古屋営業所	一名古屋市駅前	住友銀行ビル	… (電・(54)0623・2723)
福岡営業所	一天神町58	天神ビル	… (電・(74)0860・0868~9)
札幌営業所	一大通西5丁目	大五ビル	… (電・(2)3699(4)4910)
東京戸上商事	一千代田区神田旭町	大蓄ビル	… (電・(251)5285・7546・9645)
大阪戸上商事	一北区芝田町44	芝田ビル	… (電代表(312)4951)
広島出張所	一広島市三川町中央通23		… (電・(2)5297)
静岡出張所	一静岡市御屋町5ノ7		… (電・(2)6982)
富山出張所	一富山市安住町22		… (電・富山(2)8471)
宇都出張所	一宇都市西区松島町2丁目2ノ5		… (電・宇都(2)2593)
仙台出張所	一仙台市駅前第一ビル6階		… (電・仙台(5)0791)
本社工場	一佐賀市大財町385		… (電・佐賀(代表)4121)
名古屋工場	一熱田区花表町3ノ18		… (電・(88)7487・9420)

戸上電機製作所



神鋼

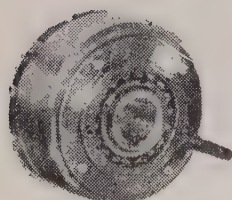
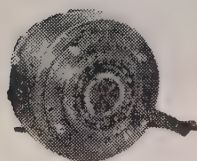
小型湿式多板

工作機械、産業機械の 自動化と能率向上に 電磁クラッチ 電磁ブレーキ

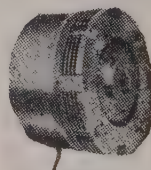
電磁クラッチ ブレーキ コンビネーション

■ 特 長

- 寸法最小……最小の寸法で最大のトルクを発揮させます
- 残留トルク 1 % 以下……独特の設計により残留トルクを画期的に少なくしました
- 刷子不要……装備並びに保守が容易です
- 調整永久不要……取付後の調整は一切不要です
- 取付簡単……取付部の歯切・加工を要しません



小型乾式多板電磁クラッチ・ブレーキも製作いたします。その他 1000 K W 以上の大容量の電磁クラッチまで各種の豊富な型式を擁しています。



神鋼電機株式会社

本社 東京都中央区西八丁堀 1 の 4
営業所 東京 大阪 名古屋 神戸 小倉 広島 札幌 富山

600kV試験送電に挑む

新の 600kV 試験送電用
日の 10ナ損失測定装置

昭和三年、放送電報コロナ社、
三波浩一郎が中央研究所の400E
機に改造されて、第1社が製作したコ
ロナ型放送機である。

大い得着の期待ファンタジー。特に、得着が
ハイスピード。大抵は電力計、電流計などの
読取が正確なため。で、試験設備の
導入は、コストを削減する。これ
を、コストに、コスト。コスト。コスト。
コスト。

測定方式：水電解電流法（標準方式）を用い、真
正電極面積を算出する。

專業服務 國際力平美居成功計

048785 1994 341p. 34cm. 702c

0.53 W 0.53 W 0.53 W 0.53 W 0.53 W

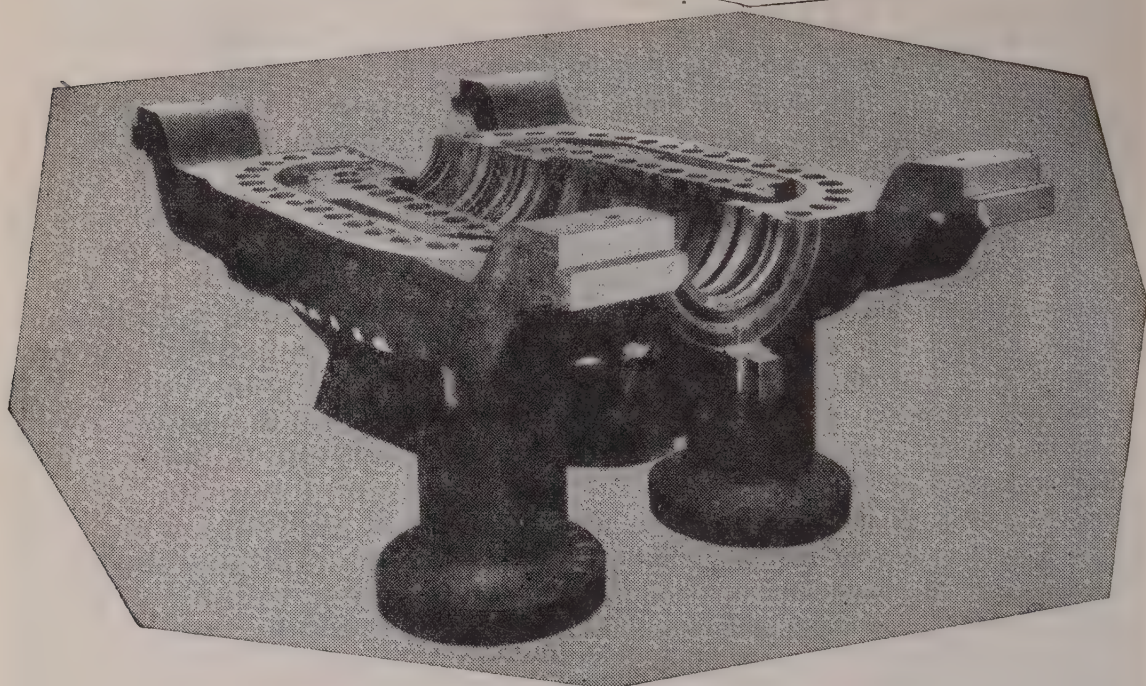


日新電機株式会社

本社・工場 京都市右京区梅田高畝町20番地 電話 京都 (86) 1131 (代)

支 社 東 京・大 阪・名 古 屋

出張所 札幌・仙台・富山・広島・高松・福岡・大分



単純で

頑丈な構造の

二重ケーシング

この高圧二重ケーシングは構造が単純なため製造が容易であり、且つ運転時の一時的な不等熱分布の問題避け得るものであります。

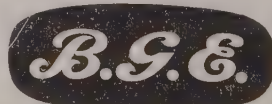
ローターは比較的大型で、そのサイズも内部ケーシングと殆んど同じです。此の事はケーシングとローター間の不等膨脹を最少限度に止め、冷却時或は温暖時何れの状態からでも起動を大いに容易にする助けとなります。

これらの特徴は英国ゼネラル・エレクトリック社の工場及び研究所で研究開発されたG. E. C. タービン発電機のもつすぐれた設計特徴のほんの三三の例にすぎません。

G. E. C. 再熱タービン発電機は高い効力...大きな能力...広い運用範囲三位一体の最高のものです。

在日英国ジェネラル・エレクトリック株式会社では発電機の供給から発電所の建設まで一貫して請負い、現在、茨城県東海村で原子力発電所の建設にも従事しております。日本G・E・C・社のバックには世界最大の技術会社英国ゼネラル・エレクトリック社の技術と経験が輝いております。

長年の経験
信用絶対の
このマーク



461

在日英国ジェネラル・エレクトリック株式会社 東京都千代田区丸の内2丁目8番地（仲十別館） 電話281-7111

Sansha

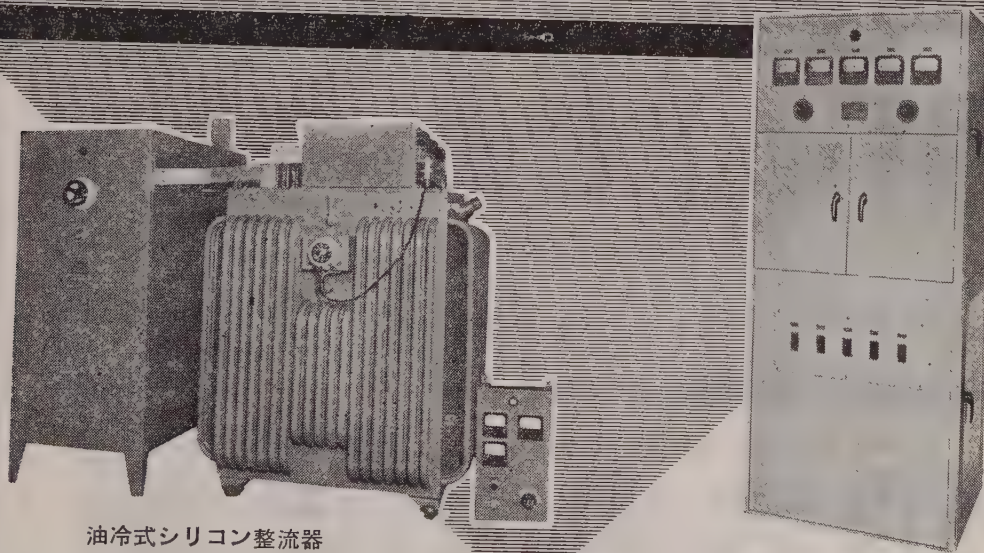
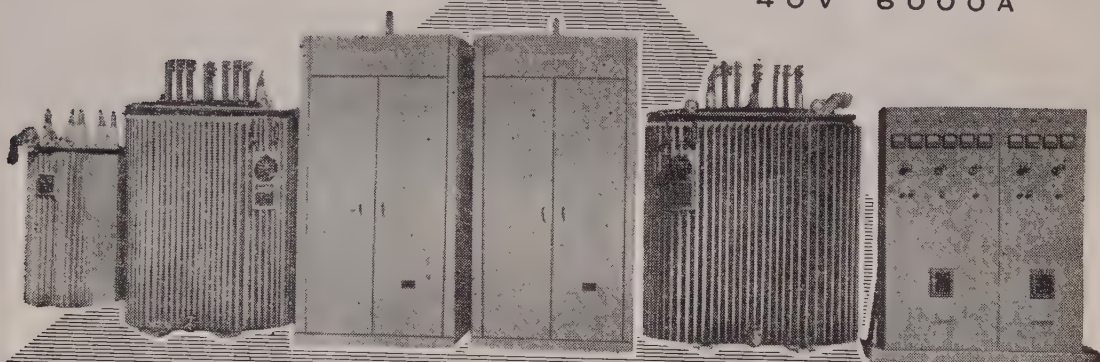
ゲルマニウム整流器

セレン整流器 ・ シリコン整流器

水冷式ゲルマニウム整流器

16V 6000A

40V 6000A



油冷式シリコン整流器

105V 50A
シリコン整流器



株式会社 三社電機製作所

本社・工場 大阪市東淀川区淡路本町1の150 電(37)6636-8
東京出張所 東京都港区芝琴平町30 電(501)9911-2



窒素封入型 変圧器 39000KVA

39000 KVA 変圧器

標準変圧器	交・直流アーク溶接機	及
大型変圧器	ユニオンメルト自動溶接機	軟鋼・合金鋼
巻鉄心変圧器	ユニオンアーク半自動溶接機	ステンレス・銅合金
ネオン変圧器	ヘリアーク・シグマ溶接機	軽金属溶接用各種ワイヤー
各種変圧器	スタッド溶植機	コンポジション
	自動治具溶接装置	

大阪変圧器

本社	大阪府東淀川区元今里北通3の14	電話	大阪 (301) 1 2 1 2
東京事務所	東京都千代田区丸の内 (丸ビル)	電話	東京 (201) 821-3, 5541-5
東京事務所溶接課	東京都渋谷区元広尾町1の15	電話	東京 (441) 0 2 5 3 ~ 5
九州営業所	福岡市天神町58 (天神ビル)	電話	福岡 (74) 4 7 3 5 ~ 6
東京溶接センター	東京都千代田区元広尾町1の15	電話	東京 (441) 0 2 5 3 ~ 5
四国溶接センター	香川県多度津町伊375の1	電話	多度津 1 1 8, 2 2 4
名古屋駐在	名古屋市中区新栄町7の21	電話	名古屋 (97) 9 7 7 9, 9 7 9 8
仙台駐在	仙台市東二番町70 (電力ビル)	電話	仙台 (2) 4 5 5 0



東洋の計器

電気計器 メーターリレー 電気式回転計

(カタログ贈呈)

営業品目

携帯用・配電盤用・パネル用

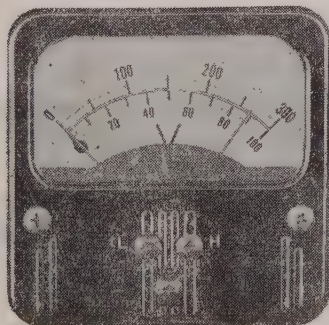
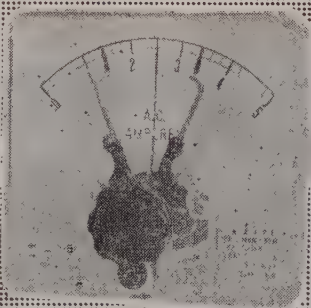
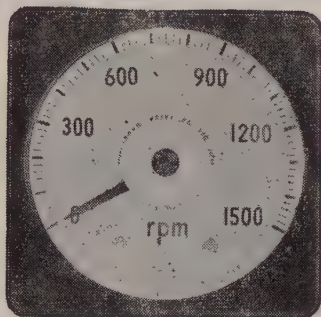
指示電気計器

強圧式メーターリレー・電気式回転計

㊦ 日本工業規格表示許可工場

東洋計器株式会社

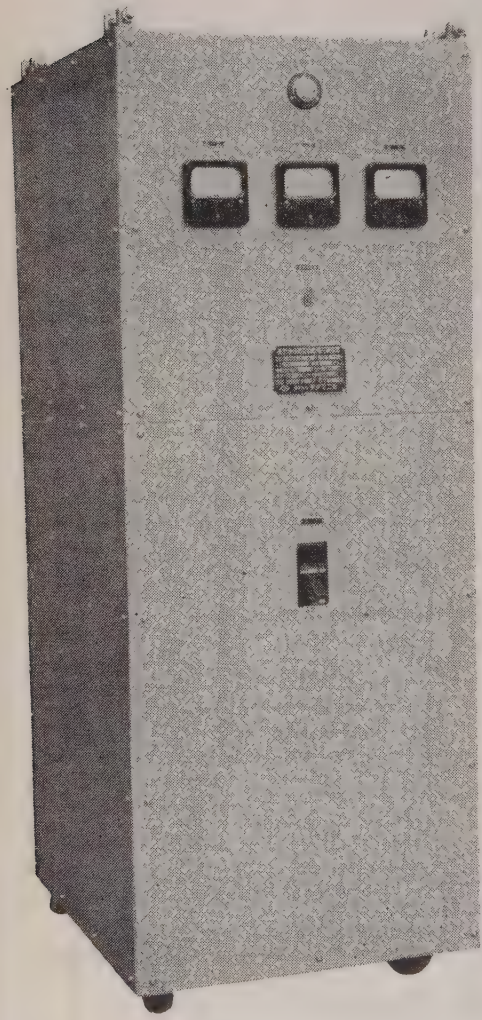
本社・工場 大阪市南区南炭屋町11 電話(75)3576~7・2460・2552
 第二工場 大阪市東淀川区下新庄町2の213 電話(38)5246
 東京営業所 東京都渋谷区恵比寿通り2の13 電話(441)3643
 京都営業所 京都市中京区壺井町23の25 電話(84)429



Rikē

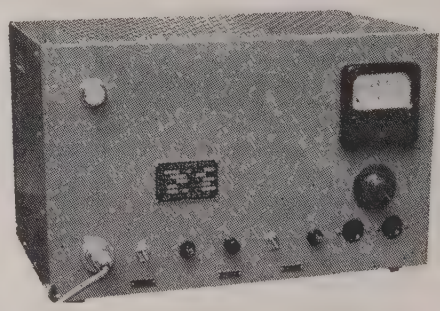
MR型

磁気増幅器型 自動電圧調整器



標準仕様

製作容量	入力電圧 変動範囲	周波数 変動範囲	負荷変動 範囲	出力電圧 精度
0.1 ~ 10 kVA	35~115 V 又は 170~230 V	47~52% 又は 57~62%	0 ~ 100%	± 0.5%
15 ~ 50 kVA	85~115 V 又は 170~230 V	47~52% 又は 57~62%	0 ~ 100%	± 2.0%



製作容量 0.1 0.2 0.3 0.5 1 2 3 5 10 20 30 40 50kVA

カタログ・説明書・標準仕様書/仕様書作成参考資料御入用の方は下記クーポン券を御送付下さい。

電圧調整器専門メーカー



東京理工舎

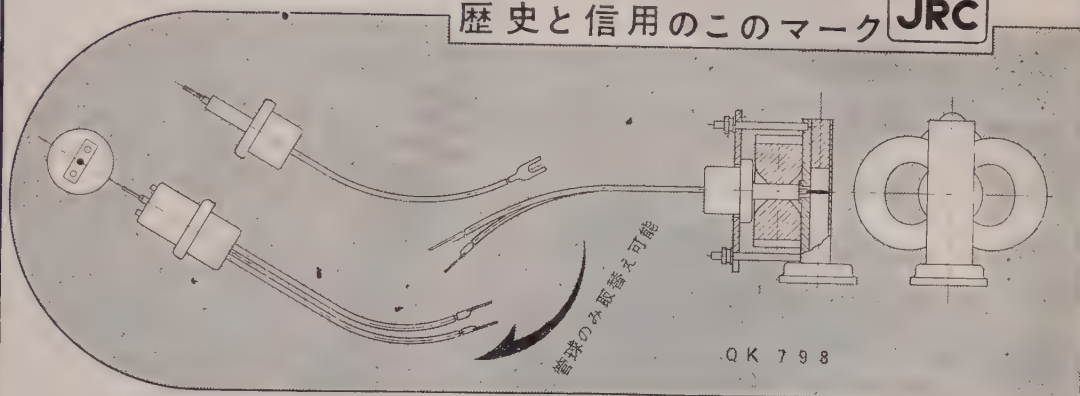
本社工場 東京都北区田端新町2-5 TEL (807) 0171(代)
 川口工場 埼玉県川口市大字赤井台 512
 大阪出張所 大阪市北区中崎町 59 TEL (37) 5422

カタログ請求券
MR型

世界に誇る新技術

JRCマグネトロン

歴史と信用のこのマーク **JRC**



レーダ用マグネトロンXバンドシリーズ (3)

型 名	構 造	H	f (Mc)	動 作 例				備 考
				e_{av} (kV)	i_b (A)	t_p (μ s)	p_o (kW)	
9M 10	全金属型固定同調周波数	PKG	9345~9405	3.5	2.5	0.1	2.8	小型軽量
QK 798	"	"	9360~9460	5.2	3.5	0.2	3.0	小型軽量安価
9M 20	"	"	9299.5~9329.5	5.5	4.5	1.0	8.0	2J 42と同型
9M 30	"	"	"	12	12	1.0	45.0	2J 55と同型

レーダ用真空管としてクライストロン、送受切換管も各種製作しております。

また、プラチノトロン、mm波マグネトロン、医療用、工業用マグネトロン、BWO等の開発、改良に成果をあげております。

特 約 店
大日電子株式会社

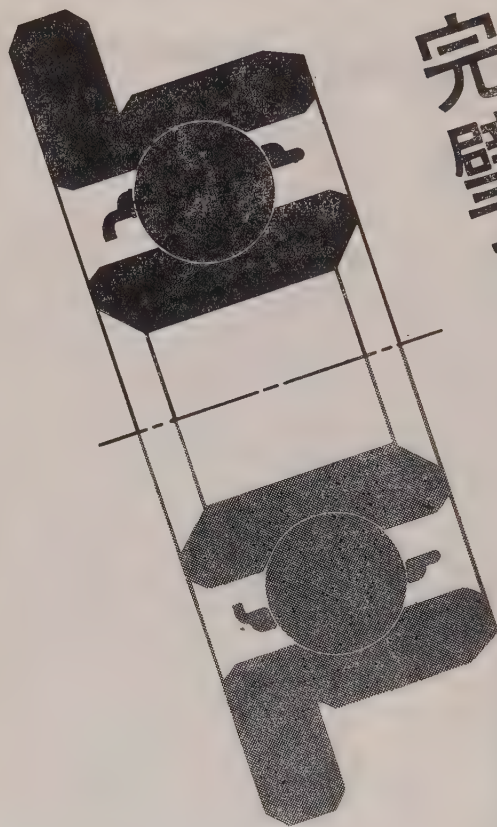
東京都千代田区神田旅籠町2の6 富山ビル
電 話 (291) 9404 (251) 5963

JRC 日本無線株式会社

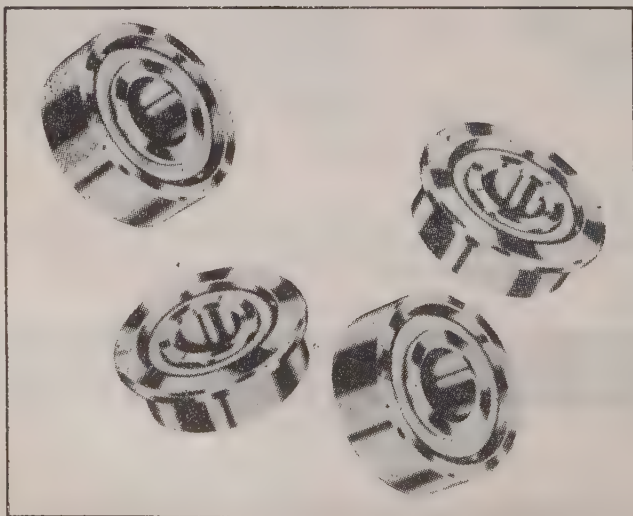
本社・事務所 東京都港区芝西久保桜川町25 第5森ビル 電話東京 (591) 3461 (大代表)
大阪支社 大阪市北区堂島中 1 の 22 電話大阪 (36) 4631~6
福岡営業所 福岡市新開町3の53 立石ビル 電話福岡 (2) 0277
札幌出張所 札幌市北一条西4の2 札幌ビル 電話札幌 (2) 6161 (4) 6336

NMB

ニネチア



完璧な生産管理から
超精度...
生れる



ミニチュアベアリング

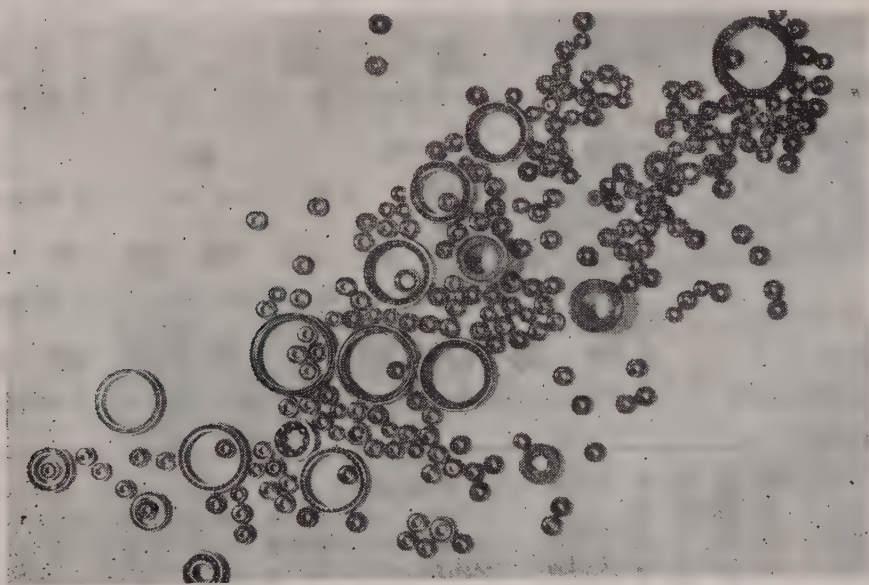


◎ さびない！ステンレス製ミネチュア
ベアリング。

◎ 取付容易な、ミネチュア フランジ
ベアリング。

●今日の小型化時代の要望に応えるため、米国より最新の技術
と新鋭機械を導入し、最高水準のNMBミネチュアベアリング
独自の新製品を発表しています。

●参考資料進呈（誌名記入お申込下さい）。



日本ミネチュアベアリング株式會社
日本ミネチュアベアリング販売株式會社

東京都中央区日本橋兜町1の4 TEL (671) 1203～5番

第1回配本
9月25日

送電工学講座

全6巻

予約申込受付中!!

全冊一括払

特価4800円

申込受付中(11月末日限)

各巻 A 5判 9ポ横組
上製函入クロス装

配本 第1回配本9月25日

毎月1回1冊25日配本

配本完了 37年2月

既刊 発売中!!

第3種 電検演習(I)	佐藤瑞穂著	¥ 210
第3種 電検演習(II)	佐藤瑞穂著	¥ 240
第3種 電検演習(III)	佐藤瑞穂著	¥ 230
第2種 電検演習(I)	佐藤瑞穂著	¥ 400
第2種 電検演習(II)	佐藤瑞穂著	¥ 420
固体電子工学	宮地・竹谷・三橋著	¥ 840
パルス電子工学	早田保実著	¥ 980
F M 無線工学	菅原鼎山編	¥ 1400
高周波通信工学	河野政治著	¥ 320
進行波管	嶋崎賢治著	¥ 460
超高周波オシログラフ	大脇・前田・中村著	¥ 480
音響工学	早坂寿雄著	¥ 1200
磁気増幅器	茂木晃著	¥ 550
最新電気回路計算法	大類・小野寺著	¥ 540

第1回配本

① 送電線路 東京都立大学 酒井 洋著 A 5判 350ページ 定価880円

第2回配本

⑤ 送電系統の運用 電源開発(株) 玉貫 滋著 A 5判 370ページ 予価920円

第3回配本

② 超高压送電 藤倉電線(株) 加賀谷誠一著 A 5判 340ページ 予価880円

第4回配本

③ 電力輸送 東京都立大学 酒井 洋著 A 5判 340ページ 予価800円

第5回配本

④ 送電系統の保護方式 富士電機製造(株) 田岡博次著 A 5判 350ページ 予価880円

第6回配本

⑥ 誘導防害とその遮蔽 東京都立大学 酒井 洋著 A 5判 320ページ 予価840円

電子計算機入門	中川・岡田著	¥ 280
TVサービスガイドブック	根岸 巖 監修	¥ 680
実用設計テレビ受像機	城見多津一著	¥ 980
テレビアンテナ—理論と実際—	高木 堅秀著	¥ 390
プリント回路	長沢・長津著	¥ 400
電子機器のハンダ付け	和田 弘 監修	¥ 680
通信用材料	丹羽保次郎編	¥ 500
電気材料	比留間光一編	¥ 540
電気材料の進歩	日刊工業新聞社編	¥ 860
フェライト	七条・佐藤著	¥ 640
半導体とその応用	坂田民雄訳	¥ 450
電磁波	G. T. フランシア著 河合紀雄訳	¥ 880
ミリ波	小笠原・鈴木著	¥ 640

お近くの書店へご注文下さい

日刊工業新聞社

東京都千代田区飯田町1-1
振替 東京 186076

OMRON

産業用エレクトロニクス

形TL無接点近接スイッチ

夢のスイッチ

オムロン形TL無接点近接スイッチは 金属が近づくだけで働く画期的なスイッチです。

特 長

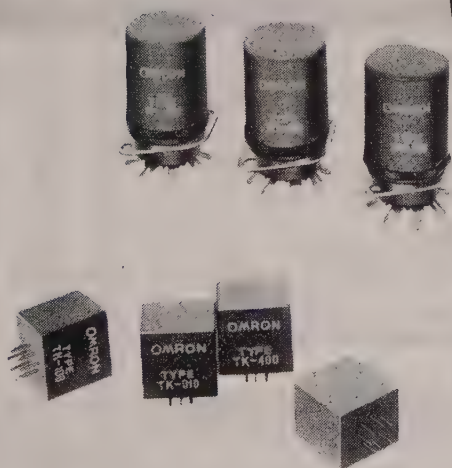
1. 応動速度が速く 近接体には機械的・電氣的な影響はまったくありません
2. 開閉ひん繁度に関係なく 半永久的な寿命をもっています



形TK・TM無接点リレー

オムロン形TK・形TM無接点リレーはトランジスタ化したユニットで構成された静止リレーです 接点もなければ動く部分もないので 高い信頼度をもっています

各ユニットは接点をもつ従来のリレーの単体に対応するものでなく そのいくつかを組み合わせた制御ユニットに対応すると考えられています



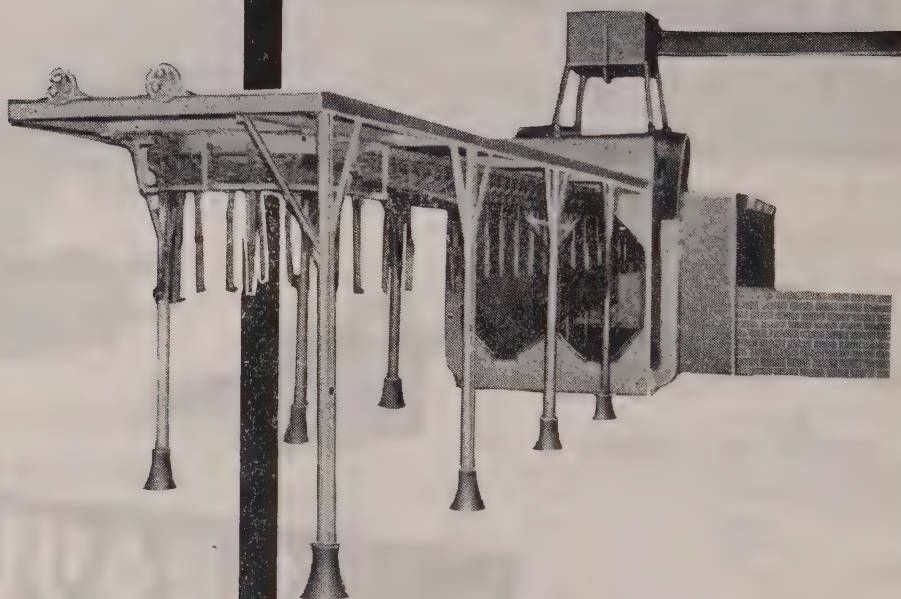
立石電機販売株式会社

大阪市北区堂島新大ビル9階 (36) 8 5 7 1 ~ 8
 東京都大手町産経ビル別館4階 (231) 5 8 6 4 ~ 7
 名古屋駅前トヨタ・ビル9階 (55) 5437 (56) 2121
 日 立 ・ 川 崎 ・ 三 島 ・ 京 都 ・ 神 戸 ・ 福 岡

立石電機

継電器・自動制御

熱風循環型乾燥炉



OSAKA

大和三光

創業大正6年

用途

- 電気洗濯機、冷蔵庫、テレビケースなどの水切乾燥
- トランス、モーターなどのニス含浸乾燥
- 塗装後の焼付

特長

- 熱と風及び排気を十分に設計し炉内温度分布を $\pm 3^{\circ}\text{C}$ とできる
- 急速に炉内の空気を循環させることにより乾燥ムラを防止する
- テレビ用トランスから自動車まであらゆるものの処理ができる
- トロリーコンベヤー、ローラコンベヤー、台車などの装着により操作が連続的にできる。

株式会社 大和三光乾燥機製作所

大阪市福島区吉野町3丁目206番地
TEL (46) 7161 (代) 7162・7163・7164

コンベヤー型
ロータリー型
ドラム型
トンネル型
フラッシュ型
箱型
真空型
赤外線型

コンベヤー設備
塗装設備
赤外線設備
自動制御設備
送排風機
各種ヒーター

1/1000

ミリ単位の技術で：

力が強い！

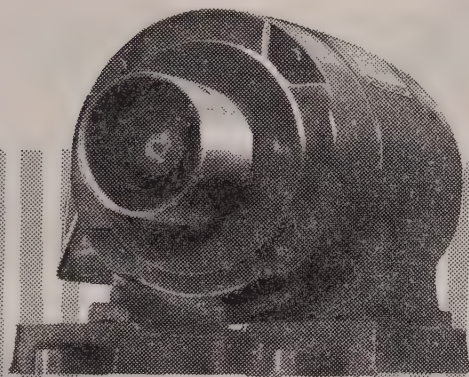
力がいのちのナショナルモートル。千分の一ミリの精密な技術が、要素所をガッチリおさえ、全合成樹脂絶縁方式という日本で初めての設計が加わって、性能のレベルをいちだんと高めました。

強い力・長い寿命・静かな回転・無振動・無注油……すべてが優れた技術の成果です。

こうして、家庭用から産業用まで年産二三〇万台ノ 日本一の生産量を記録しているのです。

カタログ送呈 大阪府守口局内 松下電器 電機（事）宣伝係

モートル
ナショナル
松下電器



KW-36A

携 帯 型 測 定 装 置

この測定装置は、搬送電話回線あるいは搬送機器の保守、点検を簡便におこなえるよう考慮されております。主な目的としては利得、損失、レベルの測定などですが、搬送装置に限らず種々の測定に、測定用電源に、あるいは検出器としても便利に使用できます。

特 長

- ① トランジスタを使用しておりますので、極めて小形、軽量です。
高さ 340mm、幅 500mm
奥行 185mm、重量 約15kg、
- ② 使用周波数帯域は、音声より搬送帯域にわたっております。
- ③ 電源は商用電源または内蔵の乾電池いずれでも使用出来ます。
- ④ 外筐より取出して各測定器単独でも使用できます。

性 能

綜 合 性 能

- 測定周波数範囲： 0.3～60 Kc/s (測定系インピーダンス 600Ω)
50～600 Kc/s (測定系インピーダンス 75Ω)
- 損失測定範囲： 70db迄、0.1dbステップ
- 利得測定範囲： 70db迄、0.1dbステップ
- レベル測定範囲： +30～-60db 1dbステップレベル測定のみ650 Kc/s迄測定可能
- 電 源： D C 電源 18V 乾電池 (106P 2個)内蔵、連続15時間使用可能
A C 電源 乾電池収容位置に A C 100V にて動作するパワー・バックを挿入する

KW-117A 発 振 器

- 発 振 周 波 数： 0.3～60 Kc/s 10c/s ステップ 50～600 Kc/s 100c/s ステップ
- 出 力： +10dbm 以上、-40db迄 5db ステップおよび微調にて連続可変
- 出力インピーダンス： 0.3～60 Kc/s にて600Ω 50～600 Kc/s にて75Ω
- 歪 率： 30db 以上
- 電 源： 106 P × 2 内蔵または A C 100 V
- 寸 法・重 量： 高さ 160 mm、幅 220 mm、奥行 130 mm、3.5 kg

KW-327A レベルメーター

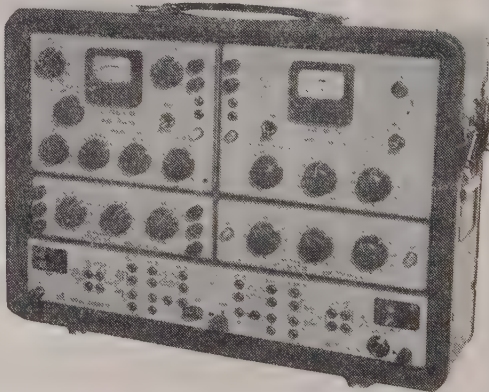
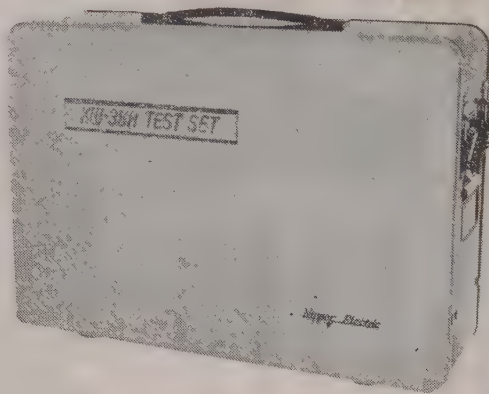
- 周 波 数 範 囲： 0.3～650 Kc/s
- レ ベ ル 範 囲： +30～-60db 1db ステップ
- 入力インピーダンス： 600Ω および 10 KΩ 以上 0.3～60 Kc/s 75Ω および 1 Kc/s 以上 50～650 Kc/s
- 電 源： 106 P × 2 内蔵または A C 100 V
- 寸 法・重 量： 高さ 160 mm、幅 220 mm、奥行 130 mm、3.1 kg

KW-616A 抵抗減衰器

- 周 波 数 範 囲： D C ～100 Kc/s
- 減 衰 量： 0.1db ステップにて 91 db 迄
- 特性インピーダンス： 600Ω 平衡型
- 寸 法・重 量： 高さ 70 mm、幅 220 mm、奥行 130 mm、1.3 kg

KW-617A 抵抗減衰器

- 周 波 数 範 囲： D C ～650 Kc/s
- 減 衰 量： 0.1db ステップにて 91db 迄
- 特性インピーダンス： 75Ω 不平衡型
- 寸 法・重 量： 高さ 70 mm、幅 220 mm、奥行 130 mm、1.3 kg



本社 東京都港区芝三田四国町2番地
電話 東京451局1171(代)・5121(代)・5221(代)

生産の合理化により大巾の値下げに成功しました。

60,000ルーメンの強力照明！

NECは高能率・長寿命・均質・堅牢なNEC水銀ランプを製造しておりますが、更に優秀な色補正や特殊色を与えることに成功しております。産業・交通・公共・保安その他の施設にNEC水銀ランプをご使用になって、はじめて能率的・経済的な経営が行えると自信をもっております。NEC水銀ランプには透明水銀ランプ・蛍光水銀ランプ・シルバー水銀ランプ・ゴールド水銀ランプ・レフレクター水銀ランプその他各種照明器具があり用途に応じて有効な照明効果をあげることができます。

NEC 水銀ランプ

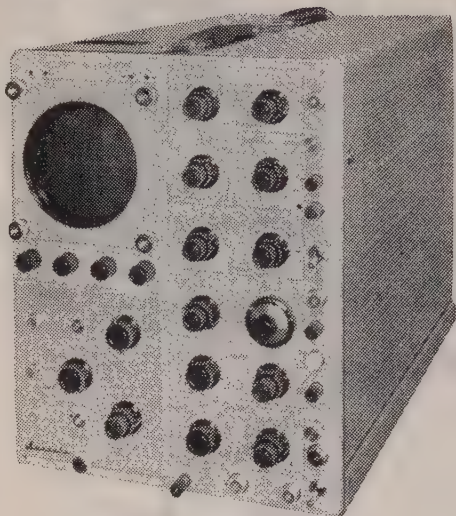
特殊蛍光体の使用により10%も明るい
NECシルバー水銀ランプ



NEC

新日本電気株式會社

東京事務所 東京都千代田区丸の内1丁目8番地(新住友ビル) 電話(211)2311(代表)
大阪事務所 大阪市北区梅田2番地(第一生命ビル) 電話(36)3271(代表)



瞬時現象！ 連続現象！

岩崎の

メモリスコープ

MS-5012

メモリスコープは、直接表示蓄積管のメモトロンを使用したシンクロスコープで、瞬時現象を必要な時間だけそのまゝとっておく事ができます。不要になれば直ぐ消去することも可能です。

性能

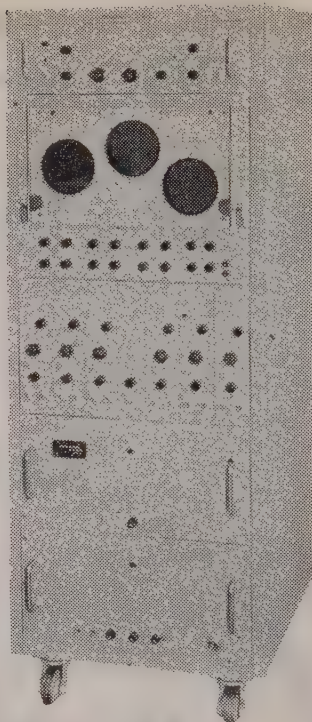
感 度 10mV/cm

周波数帯域 DC～1 Mc

掃引方式 内部・外部のトリガー又は自励
遅延掃引、電源掃引、外部掃引

掃引時間 1 μ sec/cm～12sec/cm

校正電圧 0.2mV～100V



6現象

シンクロスコープ

2要素ブラウン管を3組使用した、多現象用のシンクロスコープです。現象を記録するためには、このまま、接写装置で写真をとると、オシログラフの上に6現象を光学的に集めて連続記録するのと、2つの方法があります。後の方法の場合にはセットのパネル面に装置を取付けます。

性能

ブラウン管 5 SP11A 3本

感 度 0.05 V/cm

入力インピーダンス 1 M Ω

周波数帯域 DC～500kc

掃引方式 トリガー掃引、単掃引及び自励
内部・外部・電源の正及び負

掃引時間 4 μ sec/cm～15msec/cm

校正電圧 0.05 V～100V

電 源 100 V 50～60%

東京営業所 東京都中央区日本橋通り1の6 浅野ビル

電話 (271) 0461～8・0471～7

大阪営業所 大阪市東区淡路町5の2 長谷川ビル

電話 (23) 1616 (代表)

本社及工場 東京都杉並区久我山2丁目710番地

電話 代表(391)2231・(398)2231

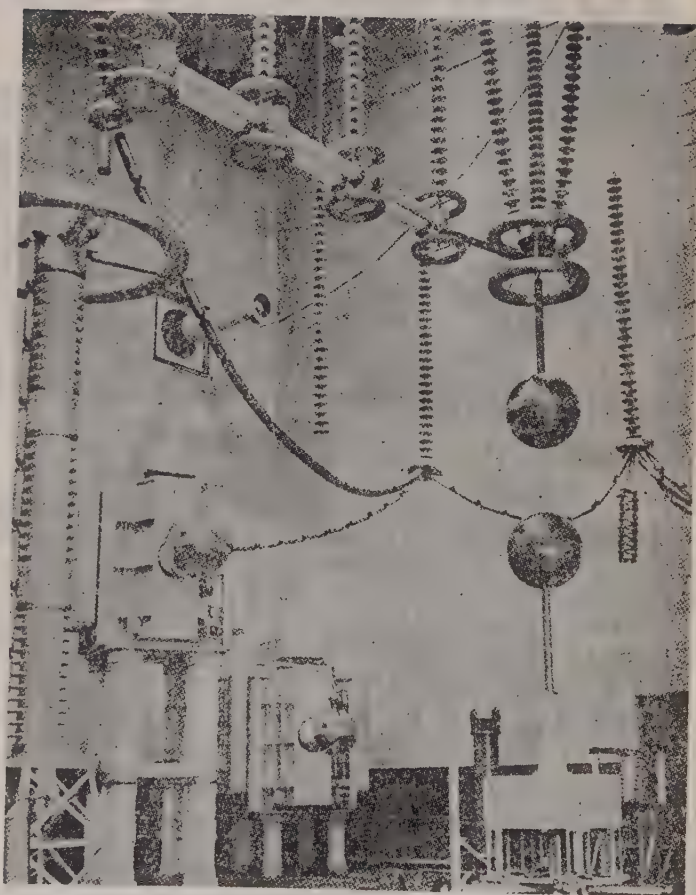
出張所 札幌・仙台・金沢・名古屋・広島・福岡・熊本



岩崎通信機株式会社

(お問合せは営業所又は出張所へお願いします)

日本電線の OFケーブル



川崎工場超高压試験場の一部



日本電線株式会社

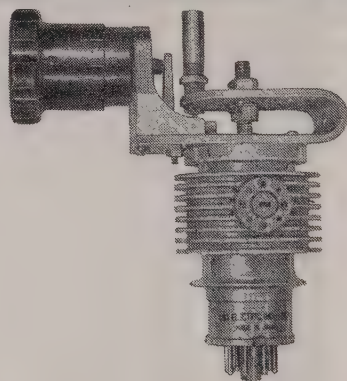
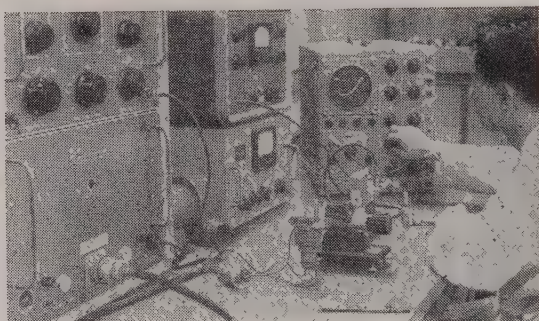
本社事務所 東京都中央区西八丁堀2-1-1 長岡ビル内
電話 (551) 6471 (10)

営業所 大阪・福岡・仙台・名古屋・札幌
工場 東京・川崎・熊谷

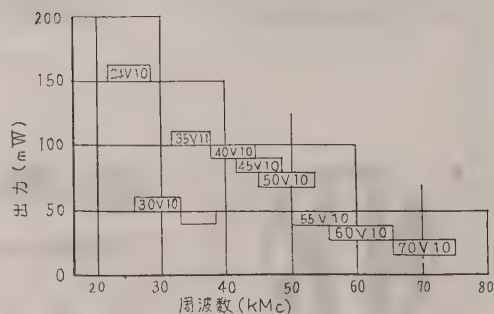


創業80周年

20,000Mc → 75,000Mc まで
耗波管シリーズ完成!!



テレコミュニケーションとエレクトロニクス
 のトップメーカー沖電気では 耗波
 管シリーズの完成を急いでいましたが
 右の図表に示すように 10種のクライス
 トロンにより 20,000 Mc ~ 75,000 Mc ま
 で切れ目なく発振することに成功しまし
 た。



沖電気工業株式会社

東京都港区芝高浜町10 TEL東京(451)2191.9271

今回わが国最初の140kV 3心 325mm² OFケーブル1800m×2回線を中部電力株式会社(住友化学名古屋工場専用線)へ納入いたしました。

このケーブルは外径、重量ともに世界的なものであります。

第1表は140kV 3心OFケーブルの構造
第2図は管路引込の場合の送電容量を示したものであります。

今後このような3心OFケーブルの採用が増加するものと考えられます。



第1図 140kV 3心OFケーブル断面

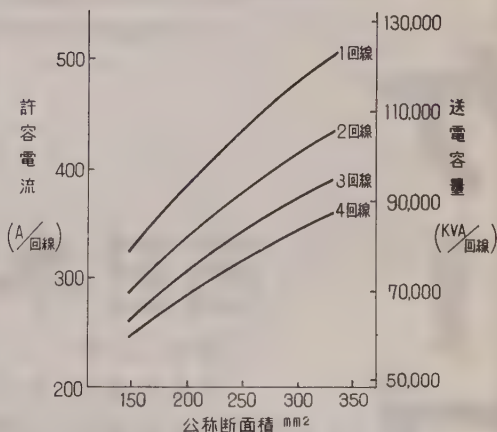
我国最初の

140kV3心OFケーブル

第1表140kV 3心OFケーブル構造および性能表

導 体	公 称 断 面 積 (mm ²)	325	250	200	150
	形 状	圧縮円形	同左	同左	同左
	外 径 (mm)	22.0	19.2	17.0	15.0
油 通 路	平角銅帯厚 (約) "	0.8	0.8	0.8	0.8
	内 径 "	21.0	19.5	19.5	19.5
絶 縁 体 厚 さ "		14.0	14.0	15.0	16.0
鉛 被 厚 さ "		4.3	4.1	4.1	4.1
座 床 層 厚 さ (約) "		0.6	0.6	0.6	0.6
補 強 層 厚 さ (約) "		0.6	0.6	0.6	0.6
防 蝕 層 厚 さ "		4.0	4.0	4.0	4.0
ネオプレン帆布層厚さ (約) "		1.0	1.0	1.0	1.0
概 算 外 径 "		135	129	128	128
概 算 重 量 (kg/km)		44.600	39.100	37.900	36.800
最大導体抵抗 (20℃) (Ω / km)		0.0563	0.0732	0.0906	0.121
標準静電容量 (20℃) (μF / km)		0.26	0.24	0.21	0.19

140KV3心OFケーブル送電容量(管路引込式)



第2図

住友電気工業株式会社

本社 大阪市此花区恵比島南之町6-0
支社 東京都港区芝罘平町1
支店 名古屋・福岡 製作所 大阪・伊丹 名古屋 横浜

三井の電線・ケーブル



3,000 Vブチルゴム絶縁ビニルシース
ビニル防蝕鋼帯鎧装電力ケーブル



西日本電線株式會社

本社・工場	大分市大字駄原 2 8 9 9 番地	電話 (2) 6141
東京営業所	東京都日本橋室町三井ビル内	電話 (241) 5084
大阪営業所	大阪市北区中之島三井ビル内	電話 (44) 3731
福岡営業所	福岡市天神町39三井銀行ビル内	電話 (74) 4084
名古屋出張所	名古屋市広小路西通三井物産ビル内	電話 (54) 3171
小倉出張所	小倉市京町10-381五十鈴ビル内	電話 (5) 2810
札幌出張所	札幌市北二条西3丁目越山ビル内	電話 (2) 2056
熊本駐在所	熊本市大江町九品寺 2 9 4 の 1	電話 (4) 3343

昭和の

500kV超高压OFケーブル

当社では、すでに400kV級OFケーブル並びにエレファントブッシングの製作を完成し、電力輸送の超高压化に対する万全の態勢を確立しておりましたが、今般さらに500kV超高压OFケーブルの製作に成功し、各種試験の結果、きわめて良好な成績をおさめております。

構造ならびに試験成績

構造	油通路	14mm硬銅スパイラル		
	導体遮蔽	片面半導体紙		
造	絶縁層	30mm25, 40, 70, 125 μ		
	補強層	紙テープの組合せ 約4.0mmショウブレン		
試験成績	概算外径	125mm	概算重量	42.200kg/km
	交流長時間 衝撃電圧 誘電正接	900kV良 油圧15kg/cm ² 2.100kV良 油圧15kg/cm ² 0.267% 80°C 500kV		

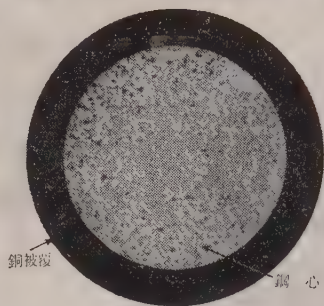
昭和電線電纜株式会社

本社及工場
東京販売店
販売店
相模原工場

川崎市東渡田3-1-1 電(3)2541(大代)
東京都千代田区丸ノ内1-6-1(東京海上ビル新館内) 電(281)6451(代)
大阪・名古屋・仙台・福岡・札幌・広島
相模原市清兵衛新田2-8 電(7)3151-2

カッパーフライ線

— C.P. 線 —



特 長

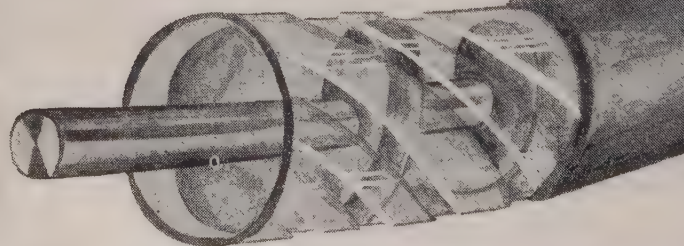
電気メッキによる銅被覆でありますから

- 1 銅心と銅被覆は同心円であります
- 2 品質が軸方向及び直径方向について均一であります
- 3 永久に銅被覆は剝離しません
- 4 長尺物の製造が可能であります

スチロフレックス 同軸ケーブル

特 長

- 1 長尺のケーブルが得られます
- 2 可撓性に富んでおります
- 3 軽量且つ強靱で取扱が簡単であります
- 4 長さ方向に品質が均一であります
- 5 低損失であります
- 6 特性の経年変化がありません
- 7 輻射がありません



※

Styroflex は Norddeutsche
Seekabelwerk A.G. の登録商標である。

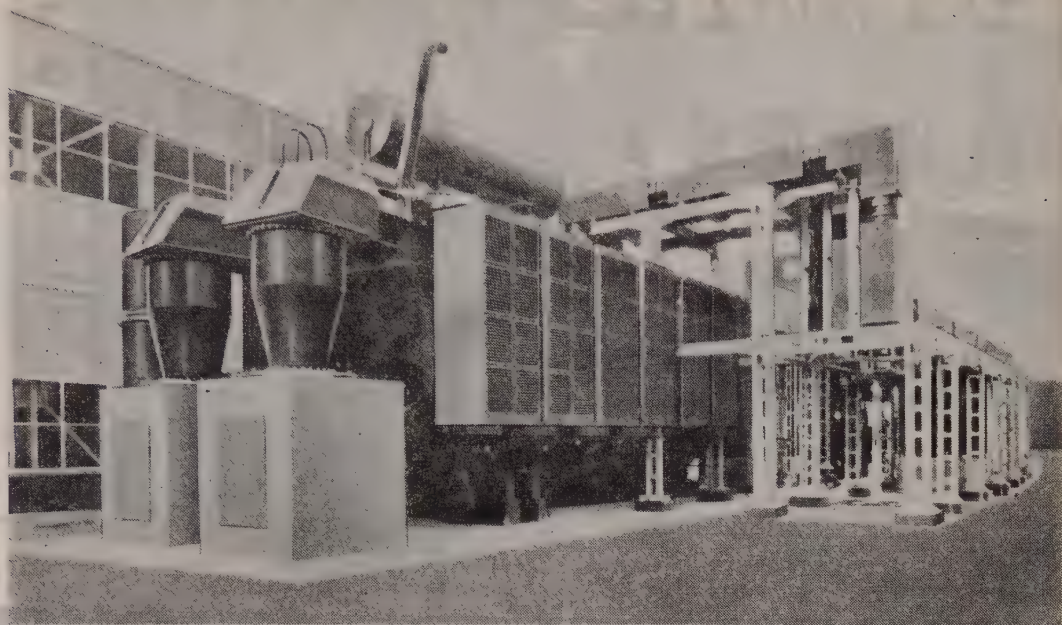


大日電線株式会社

尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 8

本 店
大 阪 事 務 所
東 京 支 店
九 州 支 店
名 古 屋 支 店
工 場

尼 崎 市 東 向 島 西 之 町 2
大 阪 市 北 区 梅 田 町 7 番 地 の 3 梅 田 ビル
東 京 都 千 代 田 区 丸 ノ 内 1 - 6 (海 上 ビル 新 館)
福 岡 市 天 神 町 2 0 福 岡 同 和 ビル
名 古 屋 市 中 村 区 堀 内 町 4 の 1 毎 日 名 古 屋 会 館
尼 崎 ・ 箕 島



本邦の最多実績を誇る 古河の超高压OF ケーブル・エレファントヘッド

年度	納入先及び設置地	ケーブル		数量	摘 要
		電圧(kV)	サイズ(mm ²)		
34	古 河 化 学	60	3×100	1組	本邦初のエレファントヘッド
35	東京都水道局村山貯水地	60	3×80	1組	
35	東京電力・千代田S/S	60	3×80	1組	
35	東京電力・千代田S/S	60	1×900	6個	
35	東京電力・千代田S/S	80	1×50	2個	
35	東京電力・千代田S/S	140	1×400	6個	本邦初の140kV エレファントヘッド
35	東京電力・横須賀火力	275	1×500	3個	本邦初の275kV エレファントヘッド
35	東京電力・横須賀火力	275	1×500	3個	
35	電源開発奥只見P/S	287.5	1×200	3個	
36	信 越 化 学	60	3×80	1組	
36	富士電機及び古河電工千葉工場	60	3×80	2組	
36	中部電力・瑞穂変電所	70	1×400	3個	
36	東京電力・横須賀P/S	275	1×500	6個	
36	東京電力・横須賀P/S	60	1×600	6個	
36	東京電力・横須賀P/S	60	1×50	1個	



古河電気工業株式会社

本 社 東京都千代田区丸ノ内2ノ14

シエルのエピコート®を基材とした
(エポキシ樹脂)

Achmex®

ア ク メ ッ ク ス
卓越した性質と容易に作業
できるように二次加工した
エポキシ樹脂です。

Achme Lite®

ア ク メ ラ イ ト
フェノール樹脂成型粉末
と同じ製法で簡単に成型
できる画期的なエポキシ
樹脂圧縮成型粉末です

アクメライトは製造特許の品です

製造 / 日本合成化工株式会社



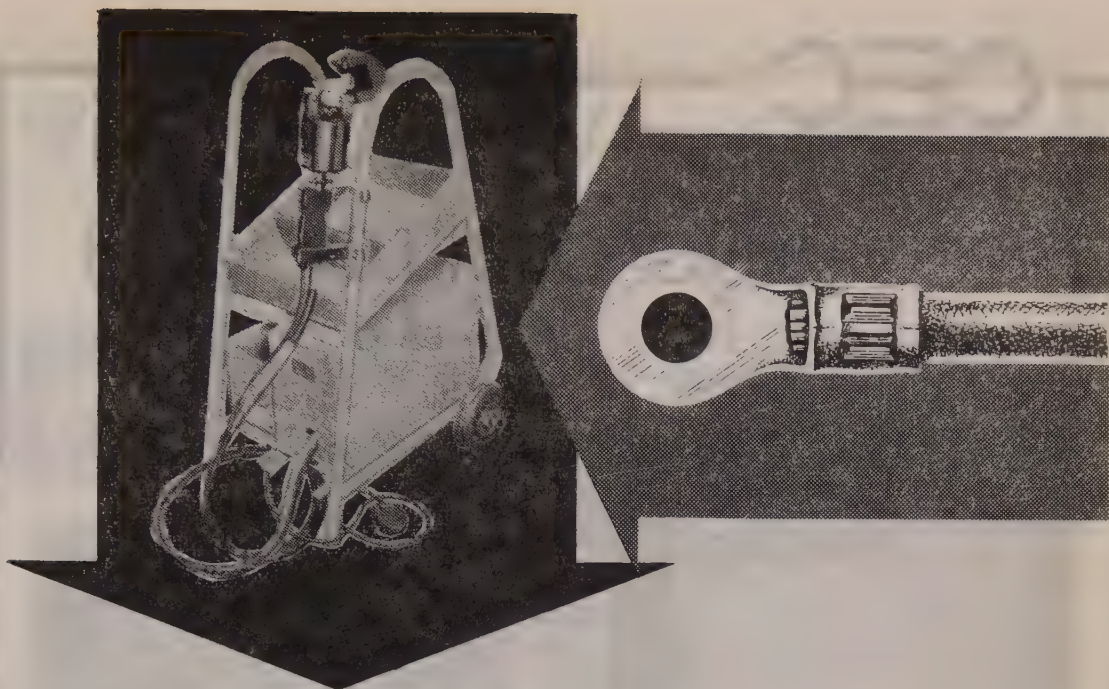
発売元

島貿易株式会社

東京支店
名古屋営業所

大阪市東区高麗橋4の10
東京都中央区八重洲1の3
名古屋市中区東雲町51(公園ビル内)

電話(23) 2954-9・7448
電話(271) 3167-9・9923
電話(32) 6647・6668



この名コンビ...

A-MP ターミナルと A-MP 圧着工具！

詳細は下記へお問合せ下さい。

日本総販売店

東洋端子株式会社

資本金 四億円 取締役社長 本田敬之

東京都中央区日本橋江戸橋3-2 第二丸善ビル

Tel. (201) 9231 代表

営業所：大阪・名古屋・福岡・札幌

製造

日本AMP株式会社

A-MPターミナルはA-MP工具で圧着されるように、またA-MP工具はA-MPターミナルを圧着するように設計してありますので、これら相互と電線とを組合わせて使用した時にはじめて、その結線は信頼のおける完全な機械的、電気的性能を発揮します。

A-MPターミナルにはおよそ15,000種あって、あらゆる種類の電気結線に使用することができます。

工具には手動式、油圧式、空気式、足踏式、電気式、自動式等いろいろ用意してあります。



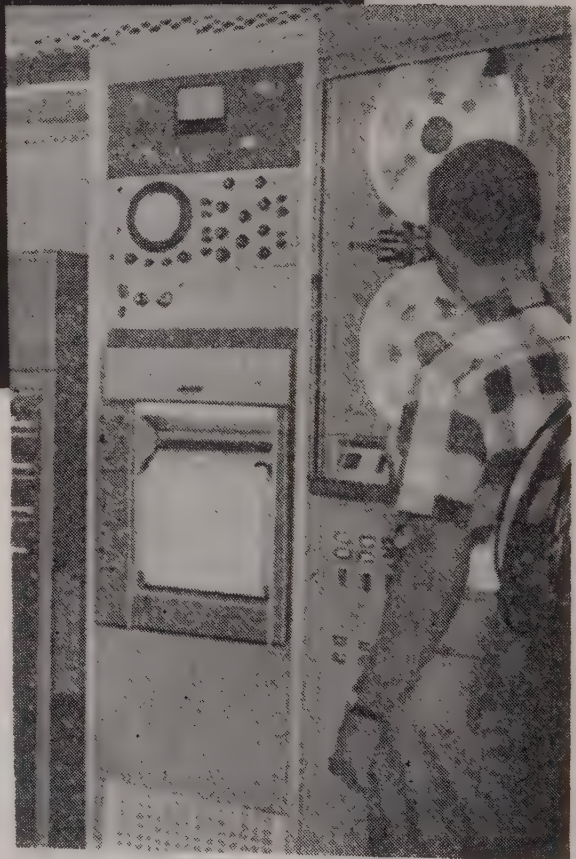
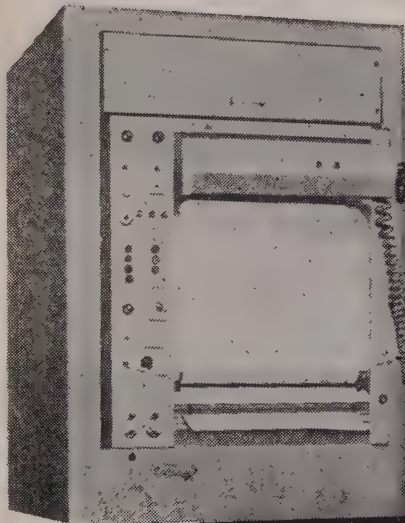
CEC

CONSOLIDATED

RECORDING OSCILLOGRAPH

(オシログラフ)

TYPE 5-123



特にプリント・アウト記録を産み出すことの
為に設計された画期的なオシログラフで、モ
ジュラー設計、直接ラックに据付可能 最も
新しい“Dataflash”技術の採用などをその
主な特徴としている。

- 新しいモジュラー設計
- Dataflash”の採用
- 即時プリント・アウト記録
- 押ボタン式速度選択
- 完全な前面操作
- チャンネル数は最高 50
- 高感度ガルバノメーター使用
(DC~5,000 サイクル)

その他各種のオシログラフがあります

カタログ贈呈

Consolidated Electrodynamics Corp.

日本総代理店

コロンビヤ貿易株式会社

本社
大阪出張所

東京都港区芝田村町1丁目5番地川手ビル
大阪市北区宗是町44番地

TEL (591) 7206-9
TEL (44) 3067-0

電動機・変圧器・リレー etc,

凡ゆる捲線に! 全数検査OK!!

PULSE 応用 WINDING INSULATION TESTER



サージ電圧テストのない機器を
安心して使用になれますか?

巻線の絶縁・巻線比・巻数間違い・接続
の良否を簡単に測定出来る各メーカー必
携の試験器です。

特 長

- 1) 測定感度 約 0.1 mH
- 2) 単相、三相何れも試験可能
(但し三相の場合は外付セレクトアース
スイッチが必要です)
- 3) 真空管の消耗及故障は皆無に近い
- 4) 側板の取外しが可能なためサービス容易

— その他主要製品 —

高周波加熱装置全般
各種ストロボ스코プ
電子管式自動平衡機器
各種自動選別機
AC-DC 自動電圧調整器
(30 kV まで)

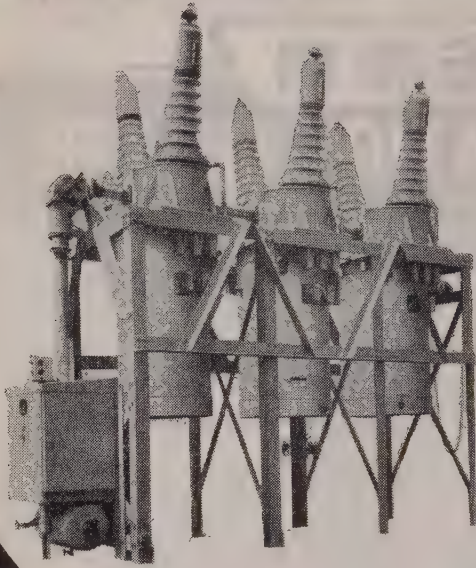
型 式	KIT-5S	KIT-10	KIT-20
CRT	5 UPI-F	"	"
使用電源	1φ 100±5 V 50~60 [∞] 150 VA	1φ 100±5 V 50~60 [∞] 300 VA	1φ 100±5 V 50~60 [∞] 600 VA
サージ電圧	0~6 kV (P.P)	0~10 kV (P.P)	0~20 kV (P.P)
重 量	凡 65 kg	凡 85 kg	凡 200 kg
寸 法	幅 343×高さ 458 ×奥行 548 mm	幅 490×高さ 655 ×奥行 700 mm	幅 600×高さ 780 ×奥行 900 mm
摘 要	サージ電圧は負荷インピーダンスによって多少変動します		
	1 現象方式	2 現象方式	



大阪光音電気株式会社

大阪市福島区海老江上4の19 電話 (45) 6113・3184

立正の油しゃ断器

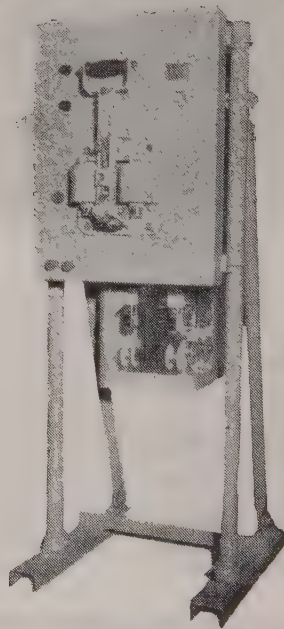


D-2500形

84KV. 800 1200A
2500 MVA

A-50C形

7.2KV 300A
50 MVA

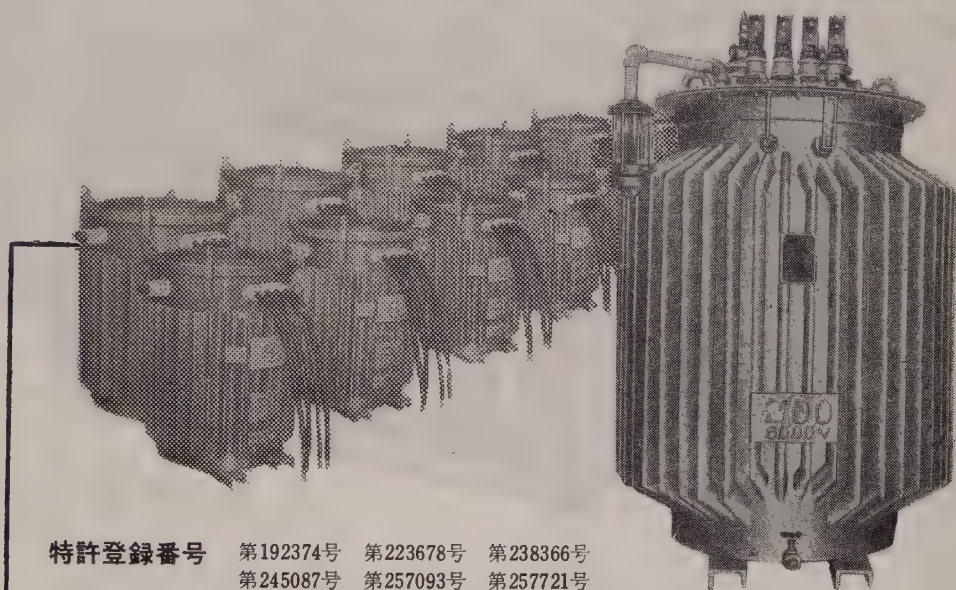


株式 立正電機製作所
会社

本社・工場 京都市南区吉祥院中島町四 TEL 京都 ㉟ 9176 (代表)
本社・営業部 大阪市北区万才町43(浪速ビル九階) TEL 大阪 ㉟ 9851・9951 (代表)
支 社 東京・大阪・営業所 大阪・東京・仙台・広島・九州・名古屋

ノーカット方式による優秀性を発揮

変形巻鉄心型変圧器



特許登録番号 第192374号 第223678号 第238366号
第245087号 第257093号 第257721号
第258453号 第2 8496号 第259828号

画期的研究成果

- 1 仕上り重量において40%軽量となり、運搬、取扱い、設置等が容易になる
- 2 無負荷電流を70%減少し、電力損失少なく高能率が得られる。
- 3 ノーカット方式と熟練された製造技術により、製品価格の低廉が計られる。



株式 特殊電機工業所
会社

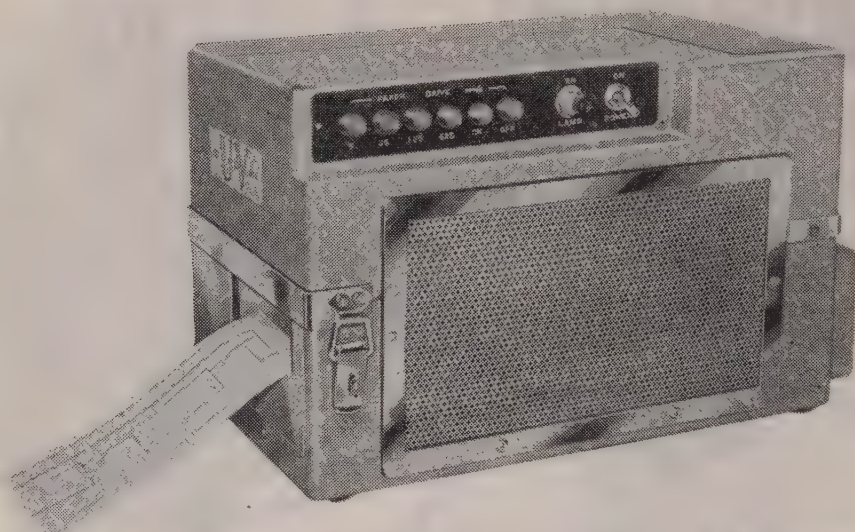
本社・工場 京都市東山区山科西野離宮町40 電京都⑦5311 山科 606-7
営業所 東・京・大・阪・福・岡・名・古・屋

紫外線電磁オッシログラフ

UVコーダー

暗室装填 現像処理不要

小型直読式高感度オッシログラフ



UVコーダーは、日本で始めて製作された紫外線電磁オッシログラフです。これは超高圧水銀灯より発生する紫外線ビームを、ガルバノメーターによって反射させ、独逸・アグファ社製・レコーディング・ペーパー上に直接焼付け即時に波型として観察出来るものです。

特殊レコーディング・ペーパーを使用しますので、暗室装填や現像処理の必要はありません。

特 性

- 周波数範囲: 0~5,000 c/s 補正用増幅器を必要としない。
- 感 度: 写真式オッシログラフと同等。
- チャンネル数: 6チャンネル
- 記 録 紙: 90mm 幅×15m 長さロールチャート
- 記 録 速 度: L型 1, 5, 25, 125mm/秒 (プッシュボタン式)
M型 5, 25, 125, 625mm/秒 (")
S型 10, 50, 250, 1,250mm/秒 (")

ガルバノメーター: 自由に選択可能。

販売特約店

株式会社 大 沢 商 会 第一電気株式会社
産 業 機 械 部

東京都千代田区有楽町1丁目10番地 (三信ビル7号室)

TEL (591) 7836・2813

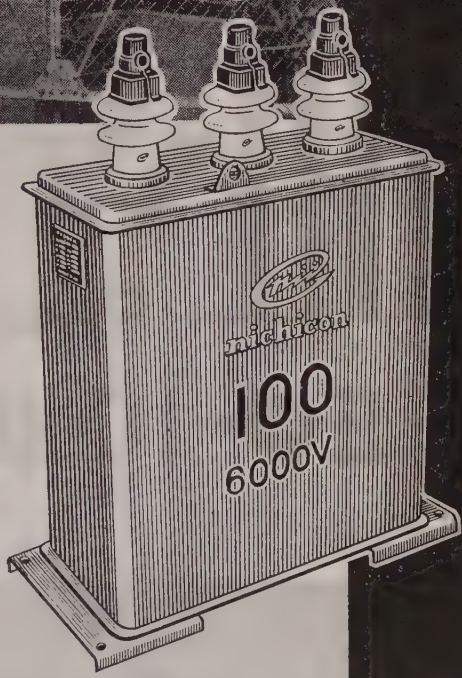


電力使用の合理化に！

(進相用特高圧コンデンサ)
3φ 60% 33000V 2000 kVA 群

製造品目

(O	F	式	・	D	F	式)
高	圧	進	相	用		
低	圧	進	相	用		
モ	一	タ	起	動		
有	線	・	無	線	通	信
テ	レ	ビ	・	ラ	ジ	オ
雑	音	防	止			
家	庭	電	機	器		
直	流	高	圧	発	生	装
衝	撃	電	圧	発	生	装
衝	撃	大	電	流	発	生



日本コンデンサ工業株式会社 ニチコン販売株式会社

旧社名 株式会社 関西二井製作所・関西二井販売株式会社

本 社 京都市中京区西洞院通四条上ル 電話(22)3588代
 営業所 東京・大阪・名古屋・福岡
 工場 草津・京都・亀岡・諏訪



Frequency Free

EØ-10 位相計

特 長

- A 周波数に無関係、周波数範囲30～1,000%
- B 歪波形でも測定出来る
- C 電圧 電圧、電圧—電流、電流—電流、何れにも使える
- D 測定範囲 0～180°、電圧 2～250V
- E 292×175×205 (H) mm、約8.5kg



京濱電測器株式會社

東京営業所：港区芝金杉3の3 石橋ビル

Phone: 451-9666(交)8733-5(直)



Takao

高 岳

変電用機器

発電所と工場・家庭を結ぶ

関西電力(株)殿中野変電所納
遠方監視制御装置(子変電所)

タカオ

■ 営業品目 ■

変 圧 器・断 路 器

し ゃ 断 器・配 電 盤

変 成 器・そ の 他



株式会社
高岳製作所

東京都千代田区大手町2/4(新大手町ビル)

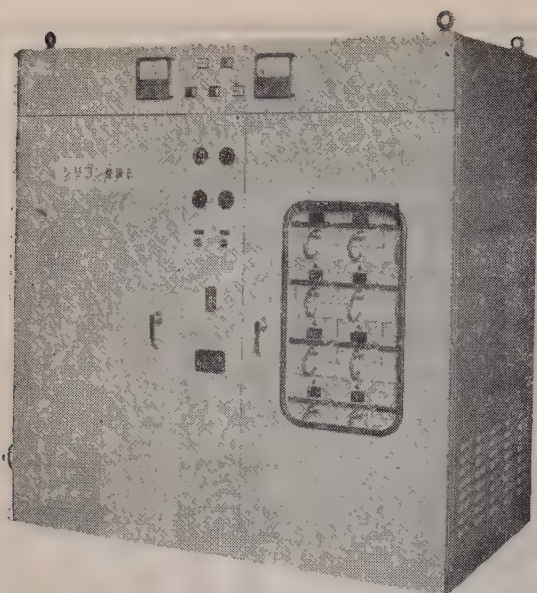
電話 東京(211)代表1671

市

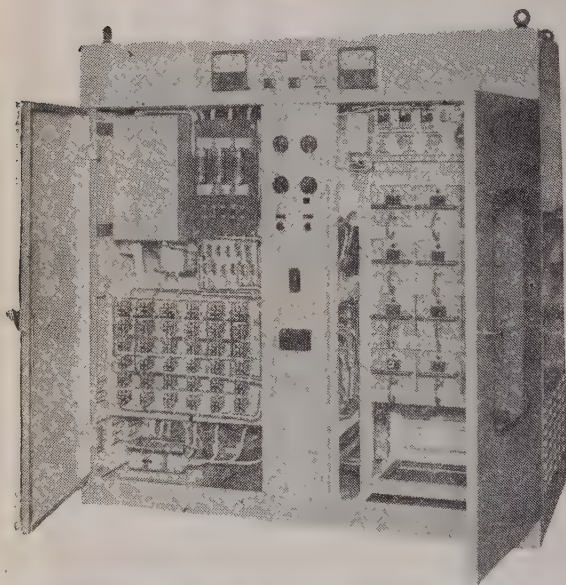
Chuo

自動定電流密度制御装置

良心的な設計安心して御使用願える!!



シリコン整流器 定格出力12V-3000A 36kW強制空冷



シリコン 整流器

本器では整流体の取替えに便利な如く
トレイ構造を採用
電圧および出力側の過電流、短給等より
整流体を保護する完全な装置を備えている
或る一個の整流体保護ヒューズが熔断した場合
使用電流値を低下させて運転が出来ます
冷却扇が停止すると交流入力自動遮断する構造
ヒューズ継電器等の保護装置が動作した場合
報知表示灯が点灯し警報ブザーが鳴ります

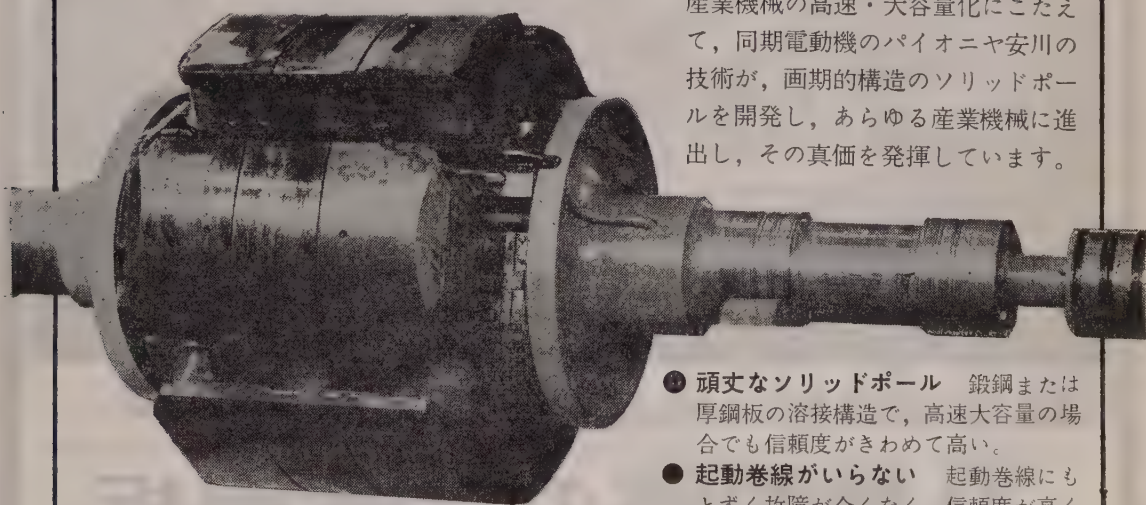
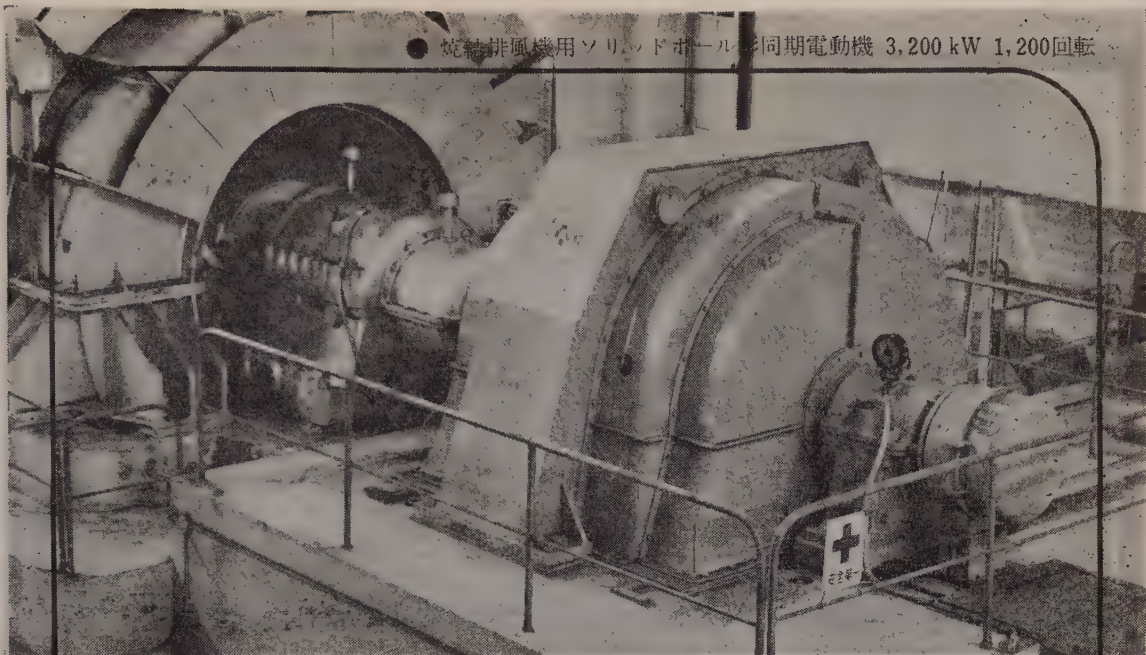
主要製品

特許ベルト・口・セレン・シリコン整流器
配電盤、各種制御盤
自動制御機器
全自動・半自動各種鋳金装置

株式会社 中央製作所

——型録贈呈誌名御記入——

本社・工場 名古屋市瑞穂区内浜町2の75番地 TEL (81)3166 (代表)
出張所 東京都港区芝浜松町4の2番地 TEL (431)2177・6257



● 3,200 kW 1,200回転同期電動機
ソリッドポール形構造 回転子

産業機械の高速・大容量化にこたえて、同期電動機のパイオニア安川の技術が、画期的構造のソリッドポールを開発し、あらゆる産業機械に進出し、その真価を発揮しています。

- 頑丈なソリッドポール 鍛鋼または厚鋼板の溶接構造で、高速大容量の場合でも信頼度がきわめて高い。
- 起動巻線がいらない 起動巻線にもとずく故障が全くなき、信頼度が高く保守容易。
- 起動特性が優れている うず電流の利用によって2重カゴ形特性が得られしかも磁極頭部の温度上昇が低い。

SOLID POLE 構造

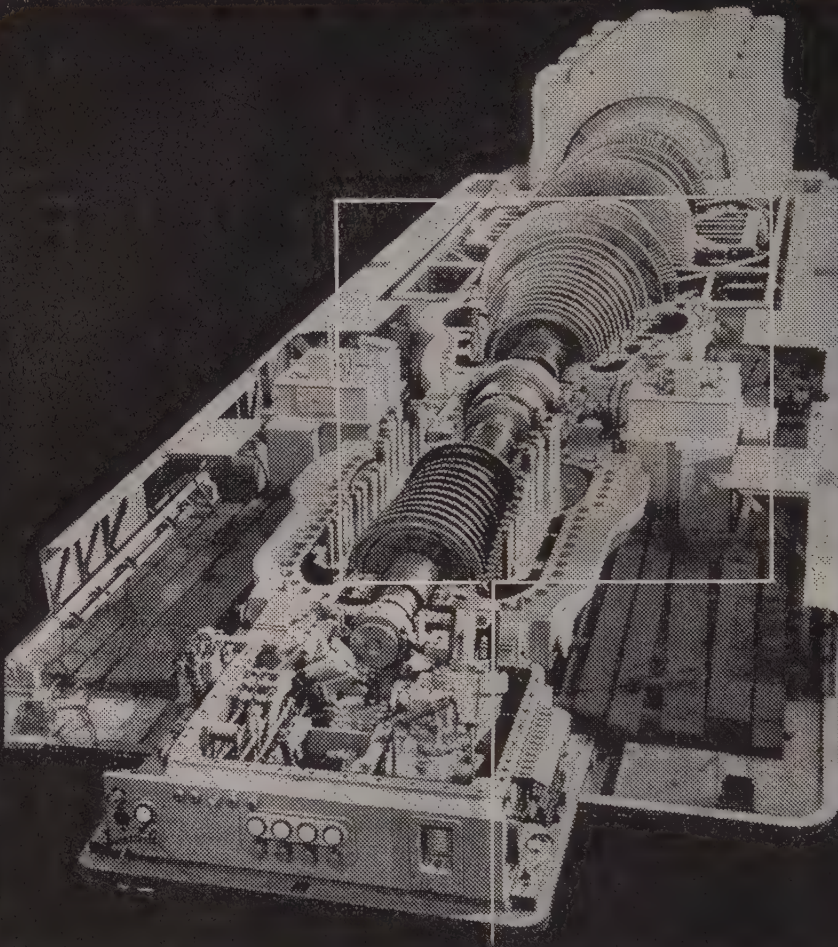


安川同期電動機

株式
会社

安川電機製作所 重電機営業部 東京都千代田区 大手町

営業所 東京・大阪・名古屋・札幌・横浜
高松・富山・新潟・広島・仙台



■電気機器の性能向上と軽量化に……

八幡製鐵の珪素鋼板

■特長

鉄損値が低く 透磁率が非常に高い
占積率が良い

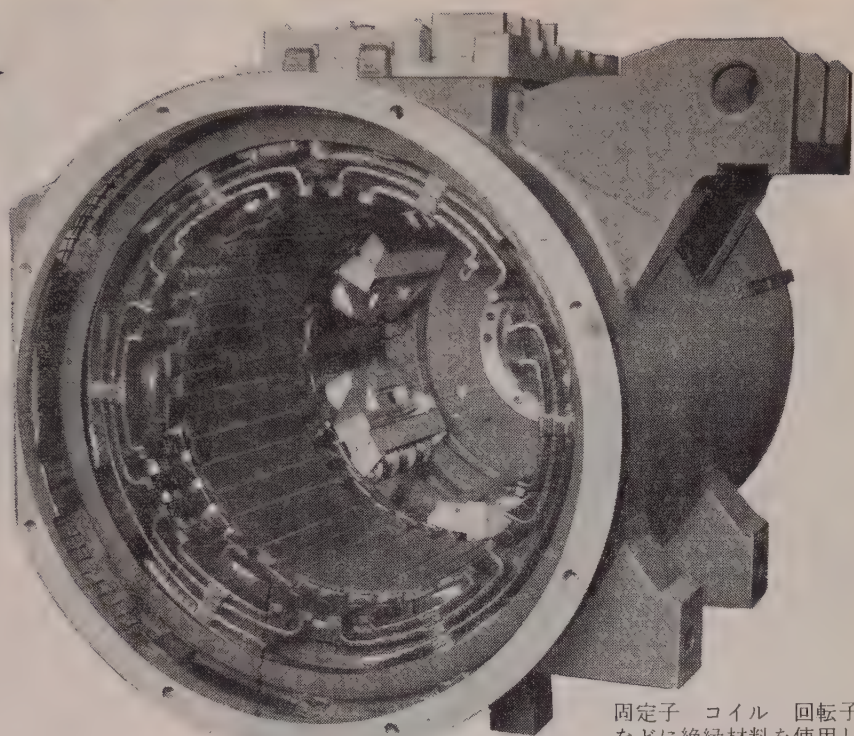
加工が容易で作業能率が良い

■用途

変圧器、回転機、電子応用機器、等



八幡製鐵

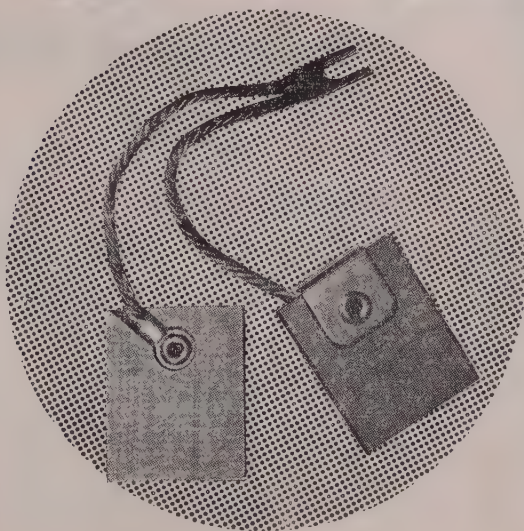


固定子 コイル 回転子
などに絶縁材料を使用し
た交流整流子電動機

電力開発の両面をになう.....

日立絶縁材料

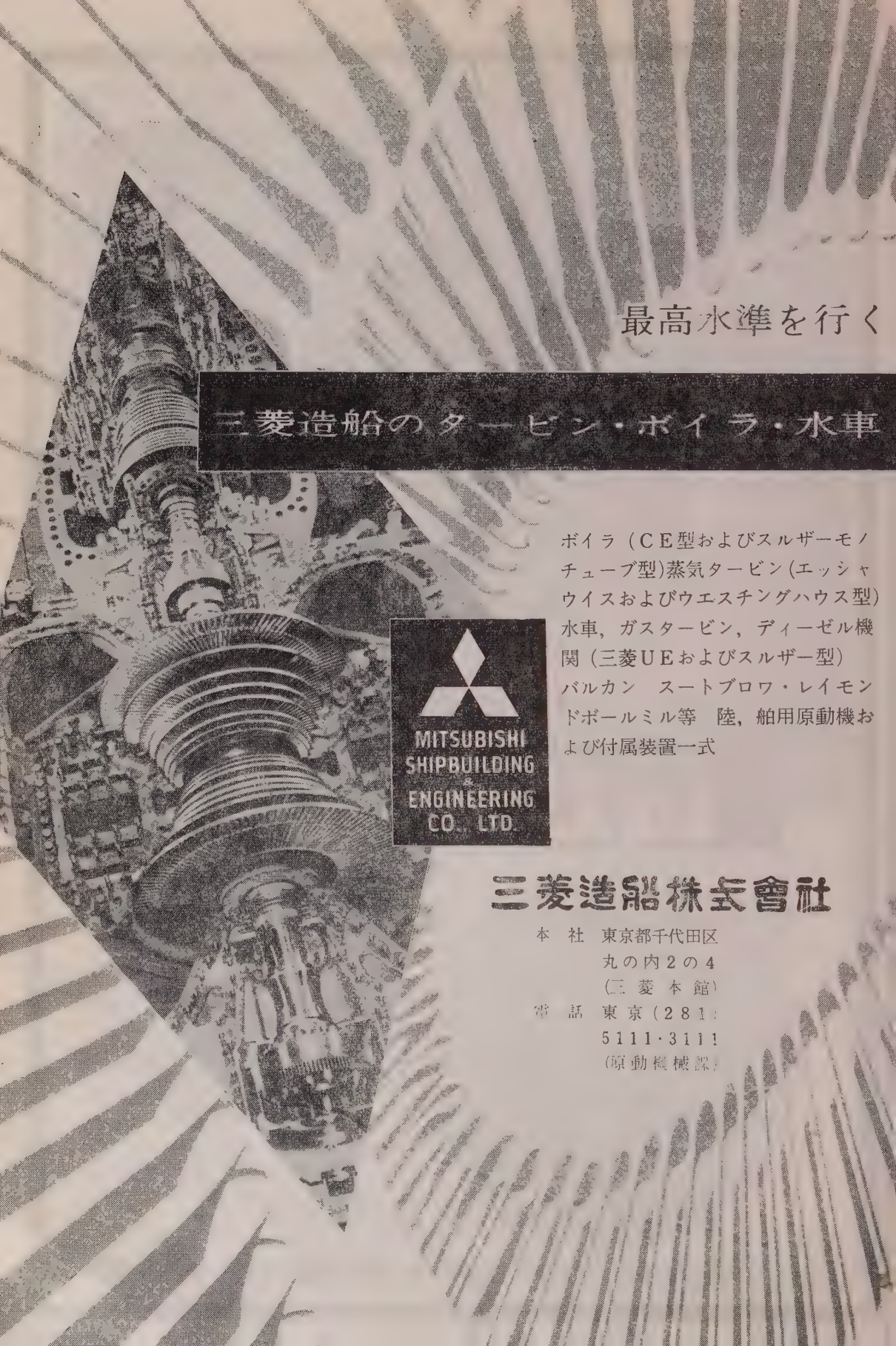
電刷子



発電機や電動機を支えて、その絶縁と集電の両面をになっているものに日立絶縁材料、日立電刷子があります。

電気機器において、絶縁材料は絶縁ワニス、電気用ポリエステル樹脂などによって高性能化、小形化をうながし、また、電刷子は整流 集電作用をさらに高めています。これら、日立技術の研究開発への努力は、すぐれた電力の開発や応用のためにあらゆる面から役だっております。

日立製作所



最高水準を行く

三菱造船のタービン・ボイラ・水車



ボイラ (CE型およびスルザーモノ
チューブ型) 蒸気タービン (エッシャ
ウイスおよびウエスチングハウス型)
水車, ガスタービン, ディーゼル機
関 (三菱UEおよびスルザー型)
バルカン スートブロワ・レイモン
ドボールミル等 陸, 船用原動機お
よび付属装置一式

三菱造船株式会社

本 社 東京都千代田区
丸の内2の4
(三菱本館)
電 話 東京 (281)
5111・3111
(原動機械課)

電 気 学 会 雑 誌

昭 和 36 年 9 月

第 81 卷 第 9 冊 第 876 号

本 号 の み ど ろ

雑誌の一括送本についてのお願い、会費納入についてのお願い、非線形磁気応用研究専門委員会、昭和 37 年連大講演募集、36 年東京支部大会論文集予約募集、北海道支部、四国支部、関西支部連大講演募集、第 3 回原子力研究総合発表会論文募集、講演会のお知らせ、出版案内の会告がある。(会告 1~7)

固体絶縁材料のコロナ放電による酸化劣化特性 絶縁材料のコロナによる消耗は酸素の存在下では一種の酸化反応であることを諸種の実験によってつきとめ、有機絶縁材料に関する酸素中の実験で、反応により発生する炭酸ガスの量を測定し、データを解析してその基礎的な特性を検討している。(1397 ページ)

負荷の電氣的特性を考慮した送電系統の定態安定度 負荷の電圧に対する変化特性を考慮した場合の定態安定度を論じたもので、取り扱った系統は 2 機系統で、受電端電圧の変化に対する定態安定極限電力との関係について検討している。(1406 ページ)

微小直流信号を扱う倍周波磁気変調器 磁気変調器の性能限界を確かめるためフィルタとの直接結合による方法について解析し、実験結果との対比を述べ、さらに従来の電流励振のかわりに電圧励振法を提案し、雑音を効果的に減少できることを示している。(1413 ページ)

配電系統における合理的コンデンサの設置について 任意の分岐線を有する配電系統における力率改善用コンデンサの経済的設置位置および設置容量についてその一般的な計算方式を提示し、二三の例題について図式的解法を述べている。(1422 ページ)

一般二機送電系統における過渡安定度の図式解析法 2 機系統の過渡安定度を線路の抵抗分を考慮した過渡エネルギーを用いて取り扱い、一般化した曲線群より、図式的に極限しゃ断時間、極限無電圧時間を算出する方法を述べている。(1432 ページ)

MT 形サイラトロンを用いた電流変成形成サイラトロン増幅器の応用 サイラトロンを制御に用いる場合、負荷電流をサイラトロンを通じて供給する代わりに、変成器を介して制御することによって、制御効果がよく、設備費、維持費ともに安価な方式が得られることを実例について詳細に述べて

いる。(1440 ページ)

アルミニウム鑄込回転子の新試験法 アルミニウム鑄込回転子の製作上問題となる導体間の短絡程度を、高周波接触子により計測する方法を示し、計測結果が電動機のトルク特性や漂遊負荷損の結果と矛盾しないことを実験的に確かめている。(1445 ページ)

シリコントランジスタ交流増幅器の温度安定度 MD 形シリコントランジスタでは I_{co} による I_o の変動よりも β および V_{β} (エミッターベース間順方向電圧) による I_o の変動のほうが大きいので Stability factor として S_B , $S_{V\beta}$ を提案し、かつ動作点変化による増幅度変動と温度によるそれとが相殺効果があるため、適当な設計により安定な交流増幅器を作りうることを示し、実際例を示している。(1449 ページ)

多層円筒形空心コイルに作用する電磁力の計算式およびこれの電力用リアクトルへの適用 多層円筒形空心コイルに作用する電磁力を Hak 氏のインダクタンスの式を利用して計算し、これを電力用リアクトルへ適用し、コイル設計上の指針を導いている。(1456 ページ)

配電線におけるステップレギュレータの適用法 配電線の電圧降下補償のためにステップレギュレータを適用するにあたり、需用家への供給電圧の変動を最小にする条件を満足する設置位置、タップ段数およびステップ幅の選定方法を述べている。(1462 ページ)

拡張 Bode 線図による制御系のシンセシス 特性方程式の代表振動根の値を指定するという条件から出発して制御系のシンセシスを行うのに、拡張 Bode 線図と根軌跡とを併用する実用的な方法を提案している。(1472 ページ)

伝達関数の三次系とむだ時間近似法 単位関数状入力に対する過渡応答の測定結果から伝達関数を求める方法として、三次系とむだ時間で近似しようとすることを提案している。(1482 ページ)

交差する送配電線間の高周波結合特性 送電線と配電線が一定の角度で交差する場合の送電線上雑音の配電線への移行を計算する式を導き、等価回路を求め、さらに計算結果と実測値を比較している。(1492 ページ)

バスダクト ビルディングや工場などの大電流屋内幹線に使用されているバスダクトの発達史、種類、定格値と使用範囲、構造、付属品、特性と試験および工事について概説している。(技術綜説 1501 ページ)

目

次

資 料・論 文

固体絶縁材料のコロナ放電による酸化劣化特性	加子 泰彦	1397 (1)
負荷の電気的特性を考慮した送電系統の定態安定度	阿久津勝美・岩崎 久之	1406 (10)
微小直流信号を扱う倍周波磁気変調器	寺島 諒・松尾 正之	1413 (17)
配電系統における合理的コンデンサの設置について	岡沢 哲夫	1422 (26)
一般二機送電系統における過渡安定度の図式解析法	平紗多賀男・中村 正雄	1432 (36)
MT 形サイラトロンを用いた電流変成形サイラトロン増幅器の応用	畑 四郎・高島 修直・徳田 精	1440 (44)
アルミニウム鑄込回転子の新試験法	片木剣三郎	1445 (49)
シリコントランジスタ交流増幅器の温度安定度	猪瀬 文之	1449 (53)
多層円筒形空心コイルに作用する電磁力の計算式およびこれの電力用リアクトルへの適用	林 泉	1456 (60)
配電線におけるステップレギュレータの適用法 (電源電圧が一定に保持される場合)	大野木幸男	1462 (66)
拡張 Bode 線図による制御系のシンセシス	永野 泰男	1472 (76)
伝達関数の三次系とむだ時間近似法	相良 節夫	1482 (86)
交差する送配電線間の高周波結合特性	赤尾 保男・山口 哲郎	1492 (96)

技 術 綜 説

バスダクト	池田 栄一	1501 (105)
-------------	-------	------------

製 品 紹 介

経済設計による 60 kV 級 OF ケーブル	藤倉電線株式会社	1509 (113)
トランジスタ h パラメータ測定器 (VTV-53 型)	横河電機製作所	1510 (114)

学 界 時 報		1511 (115)
---------------	--	------------

特 許 紹 介		1540 (144)
---------------	--	------------

ニ ュ ー ス		1544 (148)
---------------	--	------------

本 会 記 事		1552 (156)
---------------	--	------------

調査委員会記事		1554 (158)
---------------	--	------------

求 人・求 職		1551 (155)
---------------	--	------------

会 告 [雑誌の一括送本についてのお願い、会費納入についてのお願い、非線形磁気応用研究専門委員会、昭和 37 年連大講演募集、36 年東京支部大会論文集予約募集、北海道支部、四国支部、関西支部連大講演募集、第 3 回原子力研究総合発表会論文募集、講演会のお知らせ、出版案内]		(会告 1 ~ 7)
---	--	------------

電 気 学 会 雑 誌 へ の 寄 稿 注 意

- 寄稿者は原則として本会会員に限る。
- 本会所定原稿用紙に「電気学会雑誌寄稿のしおり」に基づいて執筆のこと。これらは申込み次第送付する。
- 寄稿の種類
 - 資料・論文 (長さは刷上り 10 ページ以内、英文要旨付) (雑誌 1 ページは本会原稿用紙で 6 枚)
学術および技術に寄与する新しい研究成果
 - 誌上討論 (長さは原則として刷上り 1 ページ以内)
本会誌に掲載された事項に関する討論およびそれに対する原著者の回答
 - 寄書 (長さは原則として刷上り 2 ページ以内)
学術又は技術に関して、会員一般の関心を促すための意見、本会の事業および動向に対する批判、意見等
- 4 会員の声 (600 字以内、用紙随意)
雑誌、講演会その他本会の事業を改善するための建設的意見等を簡潔に執筆したもの。誌上匿名は差支ない。採否は編修理事が決定する。又要旨だけ掲載する場合もある。
- 5 英文要旨 資料・論文に 300~500 語以内 (図表を付けない) の英文要旨を付けること。これは海外向本会誌のみに掲載する。
- 6 原稿の送付先 東京都千代田区有楽町 1 丁目 3 番地
電気学会編修課
- 7 別刷 50 部までは無料で著者に贈呈。それ以上は有料。

5,000 kV 衝撃電圧発生装置と

2 m 球間隙装置

(日立電線株式会社)



(表紙写真説明)

本機は日立製作所において製作され、当社日高工場超高压研究所に設置されたわが国最大の 5,000 kV 衝撃電圧発生装置および 2 m 球間隙装置で、後者は閃絡時の電流を解明するため 20 kV 絶縁の構造とした。

本機の概略仕様

- (1) 球間隙：球径 2 m, 調整間隙 0~2.5 m
- (2) 衝撃電圧発生装置：公称発生電圧 5,000 kV, コンデンサ 0.5 μ F \times 68 個, 発生エネルギー 92 kW s

会 長	彦 業 郎
副 会 長	大 宮 館 長
総 務 理 事	西 本 内 柳 田 太 三 郎
会 計 理 事	定 茂 三 郎
編 修 理 事	西 本 内 柳 田 太 三 郎
調 査 理 事	大 宮 館 長
東 京 支 部 長	西 本 内 柳 田 太 三 郎
関 西 支 部 長	定 茂 三 郎
九 州 支 部 長	西 本 内 柳 田 太 三 郎
東 北 支 部 長	大 宮 館 長
東 海 支 部 長	西 本 内 柳 田 太 三 郎
中 国 支 部 長	定 茂 三 郎
北 海 道 支 部 長	西 本 内 柳 田 太 三 郎
北 陸 支 部 長	大 宮 館 長
四 国 支 部 長	西 本 内 柳 田 太 三 郎

廣 告 目 次

ア	コ	ナ	フ
愛 知 電 機 (後 9)	コ ロ ナ モ ー タ ー (前 11)	中 村 電 機 (後 15)	富 士 機 器 (後 10)
明 製 作 所 (後 13)	コ ロ ン ビ ャ 貿 易 (前 50)	永 柳 コ ル ク 工 業 (後 7)	富 士 金 属 (後 12)
安 藤 電 気 (前 6)		長 浜 製 作 所 (後 23)	富 士 電 機 (ア ー ト 1)
イ	サ	ニ	ホ
伊 東 電 機 (後 4)	三 栄 測 器 (前 13)	日 刊 工 業 新 聞 (前 34)	古 河 電 気 工 業 (前 47)
石 塚 電 子 (後 2)	三 社 電 機 (前 27)	日 空 工 業 (後 17)	北 辰 電 機 (後 19)
岩 崎 通 信 機 (前 40)	佐 藤 金 属 工 業 (後 8)	日 新 電 機 (前 25)	ボ ン 碍 子 (後 20)
エ	シ	テ	マ
荏 原 製 作 所 (後 11)	指 月 電 機 (後 8)	中 央 製 作 所 (前 58)	松 尾 電 機 (後 20)
エ フ コ ン 電 気 (後 16)	芝 浦 電 子 (後 15)	中 央 電 子 (前 22)	松 下 電 器 産 業 (前 37)
オ	ス	ト	ミ
大 泉 製 作 所 (後 4)	島 津 貿 易 (前 48)	中 外 接 点 (後 22)	三 菱 鉛 筆 (後 26)
大 倉 電 気 (後 10)	昭 和 電 線 (前 45)	中 立 電 機 (後 12)	三 菱 造 船 (前 62)
大 阪 減 速 機 (後 25)	神 鋼 電 機 (前 24)	寺 内 製 作 所 (後 14)	三 菱 電 機 (表 2)
大 阪 光 音 電 気 (前 51)	新 電 元 工 業 (前 12)	電 気 学 会 (年 報) (総 込)	幹 成 理 化 測 器 (前 21)
大 阪 変 圧 器 (前 28)	新 日 本 電 気 (前 39)	戸 上 電 機 (前 23)	光 成 理 化 測 器 (後 19)
岡 谷 無 線 (後 7)	G. E. C. (前 26)	東 亜 電 波 工 業 (前 4)	港 通 信 機 (後 17)
沖 電 氣 (前 42)		東 海 高 熱 (後 16)	
オ リ ジ ン 電 気 (前 3)		東 京 芝 浦 電 気 (表 3)	
カ	セ	ハ	メ
桂 川 電 機 (後 24)	住 友 電 気 工 業 (前 43)	日 本 電 氣 機 材 (後 11)	日 本 電 氣 精 器 (後 5)
兼 松 (後 1)	ス タ ー ラ イ ド 工 業 (後 21)	日 本 電 氣 精 器 (前 10)	日 本 電 子 測 器 (後 9)
キ	タ	ヒ	ム
菊 水 電 波 (後 1)	精 機 工 業 所 (後 22, 26)	日 本 電 線 (前 41)	日 本 電 波 (前 5)
共 和 無 線 (後 18)	関 商 事 (前 9)	日 本 無 線 (前 31)	日 本 無 線 (前 31)
京 三 製 作 所 (後 6)		日 本 コ ン デ ン サ ー (前 55)	日 本 マ イ ク ロ モ ー タ ー (前 15)
ケ		日 本 ニ ー チ ュ ア ー (前 32, 33)	日 本 ニ ー チ ュ ア ー (前 32, 33)
京 浜 電 測 器 (前 56)		西 日 本 電 線 (前 44)	西 日 本 電 線 (前 44)
		阪 神 動 力 機 械 (後 24)	阪 神 動 力 機 械 (後 24)
		日 立 製 作 所 (表 4, 前 61)	日 立 製 作 所 (表 4, 前 61)
		日 立 電 線 (表 1)	日 立 電 線 (表 1)



電 気 学 会

東京都千代田区有楽町一丁目三番地

電話和田倉 (201) 0983 番 振替口座 東京 3168 番

雑誌の一括送本についてのお願い

毎月発行の電気学会雑誌は、一部分に一括送本をしていますが、大部分は各個人あてに郵送をしています。ところが先般の郵便料金の改正によって、この郵送料は 50 パーセントという大幅の値上がりとなったのであります。

本会では、経理上におよぼす影響を少なくするため、この際極力「一括送本」の方法をとることといたしました。

つきましては、先般米当会会員が 5 人以上程度おられる事業所には、適当の方に一括取扱いの斡旋方をお願いいたし、すでに若干の御承諾をいただいております。これからおとりまとめになる事業所も多いと存じますが、会員各位の御理解ある御協力により、早期に実施できますよう切望いたします。

また本会から特に依頼がありません場合でも、5 人以上程度会員がおられる事業所は、是非お賛同の上、お申越し下さいますよう特に御依頼いたします。

なお「一括お取扱い」に対しては、下記の「とりきめ」がありますのでお含み下さい。

1. 配布手数料 1 冊につき 2 円 (年 2 回精算)
2. 連絡用通信費本会負担
3. 配布者名簿を同封して取扱い者に小包で送付
4. 会費の集金も行っていたいただければ、更に集金額の 5 パーセントを差上げます (上記金額を差引き御送金下されば結構です)

〔一括送本によれば、配本期日が幾分短縮され、また帯封への巻込みによる雑誌の変形などもなくなる利点もあると存じます。〕

会費納入についてのお願い

本年度下半期分会費納入の時期となりました。9 月から 10 月にかけて、納入用振替用紙をお手もとにお送りしております。

本会の会費は、1 カ年または 6 カ月分を前納願うことになっており、本会はそれによって、雑誌の発行をはじめ諸般の事業を行う次第であります。

事情ご賢察の上、お忘れなくお払い込み下さい。

電 気 学 会

非線形磁気応用研究専門委員会

(委員長) 西野 治, (幹事) 桜井 良文, 大照 完, (幹事補佐) 宮沢永次郎

日 時 昭和 36 年 10 月 28 日 (土) 午後 1 時半より

場 所 早大会議室 (詳細は 10 月号にてお知らせします)

議 題 1. パラメータ励振による単相, 三相電力変換について

.....山田 一, 円野頼元, 神崎勇二 (信州大)

2. 鉄共振形単相, 三相変換器.....小林 寛 (早 大)

3. 帰朝談.....大照 完 (早 大)

参加費 無料 (予稿は当日実費頒布) 参加者は電気学会会員に限る。

昭和 37 年電気四学会連合大会講演募集

講演申込および原稿提出期限

36 年 12 月 11 日 (月)

昭和 37 年電気四学会連合大会は、37 年 4 月 3 日 (火) から 5 日 (木) まで東京、早稲田大学において開催いたすこととなりました。ついては、下記により一般講演を募集いたしますから、奮って応募されるよう希望します。

応募者の資格 四学会いずれかの会員 (准員および学生員を含む) に限る。ただし、連名の場合は、会員以外の者を含んでもよいが、講演者は、会員 (准員および学生員を含む) でなければならない。

講演内容 最近行った研究および調査の報告、または成果をあげた新しい企画および試験結果の報告、新製品の紹介等で、学術的に価値ある未発表のものに限る。ただし、内容が不適当であると認めたものは採択しない。

応募上の制限 講演は 1 人 1 件に限る。(同一人が数件の応募論文に共著者として参加することはさしつかえないが、内容がきわめて類似したものを数件にわたって発表することは認めない。)

講演時間 1 件 10 分以内、ただし相互に関係の深い講演はこれを一括して討論会形式とすることがある。

講演予稿 オフセット印刷により講演論文集を出版する。オフセット印刷は、講演者の提出された原稿をそのまま印刷の原版とするものであるから、原稿は「原稿の書き方」により所定の原稿用紙に記載すること。原稿の書き方が不適当で印刷に支障ある場合は、不採択となることがある。

講演参加費 400 円 (大会次第書、参加章、別刷 50 部を進呈する。) ただし、講演不採択の場合は、参加費を返却する。

申込方法および申込期限 (a) 「講演申込用紙」「原稿用紙」「原稿の書き方」は申し出により交付する。郵送を要する場合は返送料として、1 件の場合は 20 円 (2 件以上の場合は 1 件増すごとに 10 円増) 郵便切手添付のこと。

(b) 講演申込用紙に必要事項を記入し、原稿および講演参加費 400 円を添え、12 月 11 日 (月) 午後 5 時までに申し込むこと。(この時間後に到着したものは受理しない。)

(注) 今回から、原稿は申込と同時に提出のことに改められたので特に留意せられたい。

申込および原稿送付先 東京都千代田区富士見町 2 の 8 電気通信学会

振替 東京 35300 番 電話 (331) 7348 (301) 3231~5

講演論文集の頒布および別刷の作成

(a) 講演論文集は、一般に頒布する。(追って会告する)

(b) 従来講演申込者には「申込まれた講演の掲載されている講演論文集の分冊 1 部」を進呈していたが、今回はこれを取止めることとしたので、分冊必要の向は予約申込をすること。

(c) 別刷は、上記のように講演者に 50 部を進呈するがそのほかに入用の場合は、100 部—1,000 円、200+部—1,100 円で注文に応ずるから、希望の方は、講演申し込みの際あわせて申し込むこと。

電気四学会北海道支部連合大会講演募集

日 時 昭和 36 年 10 月 26 日 (木), 27 日 (金) 9 時 30 分～16 時 30 分

会 場 札幌市民会館 (札幌市大通西 1 丁目)

スケジュール 10 月 26 日 (木) 午前, 午後……一般講演, 10 月 27 日 (金) 午前……特別講演,
午後……一般講演, 午後 5 時より懇親会 (札幌テレビ塔ホール)

講演者 会員に限る。ただし、北海道支部所属者に限らない。

講演内容 最近行なった研究, 計画および工事報告, 新製品の紹介等

講演時間 1 件 15 分以内

講演予稿 タイプ印刷による予稿を発行する。予稿は 1 件につき本文 1,200 字以内 (400 字詰, 横書
原稿用紙使用のこと) とし, 図面および表を入れる場合はその大きさに相当する字数を減ずること
(大略 10 cm² の図表は約 60 字に相当) なお写真は掲載しない。また著者が連名の場合は講演者
に○印をつけること。

申込先 札幌市大通西 1 丁目 NHK 技術部内 電気四学会北海道支部連合大会実行委員会

申込期限 昭和 36 年 9 月 30 日 (土)

申込方法 演題, 著者氏名, 勤務先 および スライド 使用の有無を記し予稿原稿を添えて申し込むこ
と。

電気学会・電気通信学会・照明学会・テレビジョン学会北海道支部

第 12 回電気三学会四国支部連合大会講演論文募集

昭和 36 年度四国支部連合大会を下記により開催いたします。奮ってご参加下さるようお願いいたし
ます。

日 時 昭和 36 年 10 月 27 日 (金)

会 場 四国電力株式会社本店 (高松市丸の内町)

会 費 不 要

講演論文募集要綱

応募者の資格 電気三学会の会員に限る。ただし連名の場合は会員以外のものを含んでもよいが, 講演
者は会員に限る。

論文内容 最近行なった研究または挙げた成果であること。

応募数制限 行わない。

講演時間 1 件 20 分以内 (ただし講演会場等の都合により伸縮する場合がある)

講演予稿 印刷して有料配布 (100 円程度) の予定であるから, 下記による原稿を申込みと同時に提出
して下さい。

1. 原稿は原則としてオフセット印刷 B5 版刷上り 4 頁以内とする。なお刷上り 1 頁が約 1,500 字
であり, 最終頁の余白ができないように字数を考えていただきたい。用紙は白色用紙を用い, 横書
にして下さい。
2. 文字, 図面は黒インクまたは墨で白紙または青色の方眼紙に書いて下さい。なお原稿は直接印刷
の原版になりますから丁寧に書いて下さい。
3. 図面, 表は字数内に入れます。
4. 講演者には論文集 1 部, 別刷 100 部を進呈する。

申込方法 申込用紙に必要事項を記入して申込むこと。

申込締切 昭和 36 年 9 月 25 日

申 込 先 愛媛県新居浜市金子乙 1840, 住友共同電力株式会社内 電気学会四国支部

電気三学会四国支部連合大会実行委員会

昭和 36 年電気学会東京支部大会論文集の予約募集

今大会は、昨年同様「リポータ方式」により開催いたしますが、一般発表論文を集録した論文集「合本」および「分冊 7 種」を予約出版いたします。是非お予約の上、あらかじめ通覧され御参加下さるよう希望いたします。例年の通り予約申込部数のほか多くの余部を作りませんから確実に入手したい方は期間中にお申し込み下さい。

分冊 1 基礎、音響、通信、電子回路、電子装置36 件 (47頁) 150 円	分冊 5 発送配電68 件 (94頁) 300 円
分冊 2 電気計測、自動制御、電気計算機55 件 (79頁) 250 円	分冊 6 ケーブル32 件 (35頁) 120 円
分冊 3 電気材料51 件 (61頁) 200 円	分冊 7 電気鉄道、電気応用 35 件 (42頁) 140 円
分冊 4 電気機器61 件 (81頁) 250 円	合 本 (以上 338 件・439 ページ) ...1,250 円
	送料 合本 160 円、分冊に限り支部負担

予約申込締切 9 月 30 日 (厳 守) 出版予定 10 月初旬

- 申込方法 (1) 代金を添え、東京都千代田区有楽町 1 の 3、電気学会東京支部宛申し込むこと。
(2) 振替送金は、東京 3168 番電気学会宛とし、通信欄には送金目的を明記すること。
(3) 学校等で現品納入後でなければ支払ができない向は、注文書にその旨明記すること。

大 会 案 内

期 日 11 月 3 日 (祭) 4 日 (土) 5 日 (日) 会 場 工学院大学新館 (新宿区角管 2)

特別講演 3 日 (祭) 午前 9 時 30 分 講演予稿は当日配布

東海道新幹線計画 日本国有鉄道 加藤一郎君・国松賢四郎君

一般論文の発表 338 件 3 日 (祭) 午後 4 日 (土) 午前・午後 5 日 (日) 午前・午後

参加費 正員 100 円 学生 (准員を含む) 50 円 会員外 200 円

参加者には、参加章、大会次第書を差し上げます。(特別講演予稿、一般論文に対するリポータ提起の問題点の印刷物は、当日各会場で配布いたします。)

電 気 学 会 東 京 支 部

講演会のお知らせ

日 時 昭和 36 年 10 月 21 日 (土) 午後 1 時 30 分

会 場 蔵前工業会館 5 階ホール [港区新橋 2-8、電話 (571) 3151、国電・都電・バス：新橋下車]

講 演 貿易自由化と電気機械工業 (90 分).....駒井健一郎氏 (日立)

映 画 東洋の旅 (日立製作所提供)

—— 入場無料・来聴歓迎 ——

主催 電 気 学 会 東 京 支 部

日 時 昭和 36 年 10 月 25 日 (水) 午後 2 時

会 場 三菱商事ビル 9 階ホール [千代田区丸ノ内 2-20、電話 (211) 0211、国電・バス：東京駅南口、都電：和田倉門下車]

講 演 Technology for Space.....C. S. ドレーパー氏 (米国・MIT)

—— 入場無料・来聴歓迎 ——

主催 日本機械学会・電気学会東京支部・電気通信学会
東京支部・日本航空学会・計測学会

昭和 36 年度電気関係学会関西支部連合大会

日 時 昭和 36 年 10 月 21 日 (土) 22 日 (日)

会 場 立命館大学広小路学舎 (市電 河原町線 府立医大下車)

特別講演 10 月 21 日 (土) 午前 9~12 時

- | | | |
|-------------------|---------|--------|
| 1. 高温原子炉と直接発電 | 大 阪 大 学 | 吹田 徳雄君 |
| 2. 放送に関する諸問題と私の提案 | 読売テレビ | 木村 六郎君 |
| 3. 音声の帯域圧縮の方式について | 岩崎通信機 | 関 英男君 |

部門講演 10 月 21 日 (土) 午後 22 日 (日) 全日

- | | | |
|--------------------------------------|---------|--------|
| 1. 電磁場の解析 | 立命館大学 | 井上 勲夫君 |
| 2. 自動プログラミングについて | 京 都 大 学 | 清野 武君 |
| 3. 最近の放電加工法 | 同志社大学 | 元木 幹雄君 |
| 4. タービン発電機の最近の諸問題 | 三 菱 電 機 | 加賀 貞広君 |
| 5. 液体の絶縁破壊 | 大 阪 大 学 | 山中千代衛君 |
| 6. 大口径アンテナ | 三 菱 電 機 | 喜連川 隆君 |
| 7. サブミリ波、赤外線及び光メーザ | 大 阪 大 学 | 熊谷 信照君 |
| 8. 低雑音マイクロ波増幅管の動向について | 大 阪 大 学 | 松尾 幸人君 |
| 9. 電子機器の小型化 | 三 菱 電 機 | 黒田 忠光君 |
| 10. 電子ビームの工業応用 | 三 菱 電 機 | 津村 隆君 |
| 11. 蛍光灯器具のインダストリアルデザイン (意匠構造と建築との関係) | 大 阪 大 学 | 菅田 栄治君 |
| | 松 下 電 工 | 神阪 祥君 |
| 12. 照明における不快感の評価 | 大 阪 大 学 | 真辺 春蔵君 |
| 13. 欧米における超音波研究 | 大 阪 大 学 | 田淵 大作君 |

シンポジウム 10 月 21 日 (土) 午後 22 日 (日) 全日

- | | |
|----------------------|--------------------|
| 1. 発電体系の諸問題 | 6. 電子装置の信頼性 |
| 2. 電力系統の雷害対策 | 7. 最近の光源とそれに関する諸問題 |
| 3. 自動制御 | 8A. 道路トンネル照明 |
| 4A. 注形樹脂とその応用 | 8B. ビル照明の新しい考え方 |
| 4B. 半導体薄膜 | 9. 最近における超音波の医学的応用 |
| 5. 高速スイッチング——(素子と回路) | 10. テレビジョン用電子管 |

一般講演 10 月 21 日 (土) 午後 22 日 (日) 全日 270 件

懇親会 日時 昭和 36 年 10 月 21 日 (土) 午後 6 時 会費 300 円

会場 立命館大学広小路学舎大食堂

備 考 (1) 講演論文集 (10 月上旬刷り上りの予定)

印刷部数に制限がありますからなるべく早く御申込み下さい。

(2) 懇親会参加希望者は人数に制限がありますから (100 名) 会費を添えて早めに御申込み下さい。

(3) 論文集および懇親会申込先

京都市北区等持院北町 立命館大学電気工学教室内

電気関係学会関西支部連合大会実行委員会 (振替京都 4526)

電気学会・電気通信学会・照明学会・日本音響学会・
テレビジョン学会関西支部

「第3回原子力研究総合発表会」論文募集

1. 名 称 第3回原子力研究総合発表会
2. 開催時期 昭和 37 年 2 月 14 日 (水)～17 日 (土) の 4 日間
3. 場 所 神田学士会館 (大集会室, 北大食堂, 南大食堂, 中食堂)
4. 共催学協会 日本原子力学会・電気学会ほか 25 学協会
5. 実施要領

- (1) 下表のように, I 研究発表, II 討論会, III 招待および総合講演に分けて日程を編成する。
- (2) 一般から募集するのは I 研究発表で, 未発表の研究論文に限り, 予報的なもの, 既発表に類似のもの, 項目外のものは採らない。採否については, 論文選考委員会が決定する。
- (3) 研究発表の時間は, 原則として 15 分以内 (討論 5 分, 計 20 分) とする。
- (4) II 討論会, III 招待および総合講演は, 運営委員会内の小委員会で企画立案する。
- (5) プログラムの編成については, 運営委員会がこれを決定する。
- (6) 「要旨集」は 2 月上旬に発行する。

○詳細のお問合せは, 運営委員会 (日本原子力学会気付) へお願いします。

討 論 項 目

分類番号	項 目	分類番号	項 目
1	核燃料資源およびその探鉱	14	放射線障害と健康管理 (保健物理に関連あるもの)
2	核燃料 (製造, 諸性質など)	15	原子炉の安全性 (災害解析とその対策, 環境調製などを含む)
3	原子炉材料 (製造, 諸性質, 放射線損傷など)		
I 4	原子炉化学	II 討 論 会	討論小委員会で立案
5	核融合の基礎		
6	核物理 (中性子物理学, 核分裂反応, 加速器など)		
7	炉物理 (中性子拡散減速, 原子炉理論, 臨界計算, 動特性)	III 総 招 合 待 講 講 演 演	講演小委員会で立案
8	放射線計測, 原子炉制御		
9	原子炉工学		
10	原子動力 (原子力発電, 原子力船)		
11	原子炉に関する土木, 建築学的問題		
12	核燃料サイクル		
13	放射性廃棄物処理		

研究発表申込方法

- (1) 研究発表希望者は, 運営委員会 (東京都港区芝田村町 1 の 1・原研内 Tel 591-5489 日本原子力学会気付) 宛申出れば, 所定の研究発表申込書, 「要旨集」原稿用紙, 執筆規程を送ります。
- (2) 研究発表申込書の受付は 10 月 14 日～10 月 28 日 (土) (期限厳守)
- (3) 「要旨集」の原稿の提出は 11 月 18 日 (土) までに必着のこと。

電気学会出版図書

〔郵便法改正に伴ない送料変更〕

書 名	判	ページ数	定 価	送 料
電気工学ハンドブック（＊会員特価）	A 5	2,266	3,000 ＊2,500	270 0
電気工学ハンドブック補遺	A 5	140	100	0
電気学会雑誌総目録（昭和 13～30 年）	B 5	130	100	0
電気工学年報（昭和 27 年版）	B 5	480	400	110
電気工学年報（＼ 29 年版）	B 5	470	400	110
電気工学年報（＼ 30 年版）	B 5	476	450	110
電気工学年報（＼ 31 年版）	B 5	382	品切れ	
電気工学年報（＼ 32 年版）	B 5	480	450	110
電気工学年報（＼ 33 年版）	B 5	560	450	110
電気工学年報（＼ 34 年版）	B 5	668	450	110
電気工学年報（＼ 35 年版）	B 5	650	450	110
電気工学年報（＼ 36 年版）	B 5	700	500	110
電蝕防止ハンドブック	A 5	445	600	110
統計的品質管理	A 5	350	450	110
工場能率ブック（電力使用合理化解説）	B 6	275	200	60
感 電 の 話	B 6	63	60	0
放電管便覧（電気書院発行）	A 5	309	650	120
学術用語・電気工学編（コロナ社発行）	B 6	685	635	90
原子動力工学（同）	A 5	230	380	90
高分子材料の劣化（同）	A 5	411	800	90
オゾナイザハンドブック（同）	A 5	318	1,000	90
自動周波数制御（電気書院発行）	A 5	307	680	120
放電ハンドブック	A 5	494	900	110
電気工学ポケットブック・ジュニア版（オーム社発行）	A 5	1,900	3,000	200

電気関係標準規格-JEC（既刊数十種，目録進呈）

電気学会大学講座教科書（既刊 45 種，目録進呈）電気学会工高講座教科書（既刊 6 種，目録進呈）

雑誌・その他

電 気 学 会 雑 誌	月刊 B 5 判 約 250 ページ 150 円（〒30 円）	会員に無料配布
ETJ of Japan（英文雑誌）	季刊 A 4 判 約 40 ページ 250 円（送料共）	
電 気 学 会 技 術 報 告	各種委員会の調査研究報告 70 円（〒30 円）（既刊 1～47 号目録進呈）	
海 外 雑 誌 文 献 題 目	月刊 B 4 謄写判 海外電気雑誌約 60 種の主要論文題目集録 年 500 円（送料共）	
電 気 学 会 雑 誌 合 本 フ ァ イ ル	電気学会雑誌約 6 冊用 120 円（〒50 円）	
電 気 学 会 技 術 報 告 合 本 フ ァ イ ル	技術報告約 10 冊用 120 円（〒50 円）	
電 気 関 係 標 準 規 格 (JEC) 合 本 用 表 紙	65 円（〒40 円）	
電 気 学 会 会 員 用 バ ッ ジ	七宝焼 定価 30 円（〒10 円）	

東京都千代田区有楽町 1 の 3

電 気 学 会

振替口座東京 3168 番

UDC 621.315.611.004.6 : 621.3.015.532

固体絶縁材料のコロナ放電による酸化劣化特性*

資料・論文

36-104

正員 加 子 泰 彦†

1. 緒 言

発電機コイルなどの乾式高圧絶縁における劣化のおもなるものとしては熱劣化とコロナ劣化とがあり、従来は熱劣化が主要問題であったが、近年新しい絶縁材料の出現により耐熱性は著しく改善され、これに伴って耐コロナ性が特に重要視されるようになり、各方面で研究が行われている。

コロナ放電を大別すると沿面コロナとボイドコロナとがあり、本質的には同じものであるが、実用的対策の点ではかなり異なっている。すなわち、発電機コイル上の沿面コロナに対しては表面に半導電塗料の焼き付けによりコロナ発生を防止することができるが、⁽¹⁾ ボイドコロナを機器の使用途中完全に起らないようにすることはきわめて困難である。

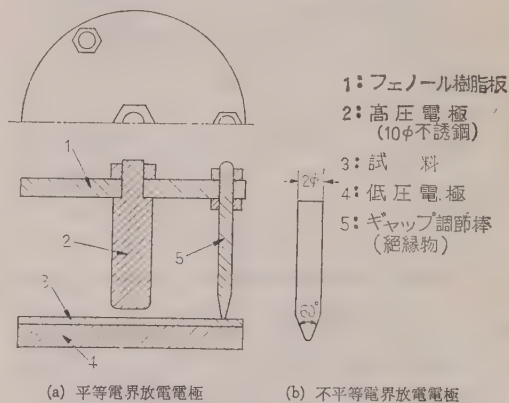
コロナ劣化に対する研究方法としては、放電を均一なものとして取り扱い、非破壊試験により材質の変質などについて検討する方法と、コロナをパルスとして測定し、破壊までの寿命を対象として検討する方法に大別される。両者にはそれぞれ得失があるが、前者だけによっては破壊までの寿命との関連を求めることが困難であり、従来この種の研究は深く行われていなかった。一方、後者によっても最近の測定技術の著しい進歩により、コロナの測定法にはかなりの進歩がみられるが、コロナ劣化の機構に対する定説が得られるまでにはいたっていない現状である。コロナ劣化は均一劣化と局部的劣化との組み合わせであり、筆者は両実験法を併用し、ボイドコロナを対象としてコロナ劣化の初期から絶縁破壊までの全過程につき、その機構をかなり明らかにすることができた。本報にはコロナによる絶縁材料の均一な侵食消耗の特性について、非破壊試験によって検討した結果を報告する。

2. コロナ劣化の一般的形態

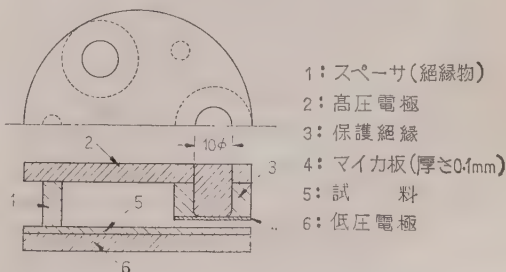
絶縁物がコロナ放電を受けた場合には種々な形態の劣化の起ることが知られている。すなわち、たとえば

放電により生成されるオゾンならびに酸などにより材質的に侵されること、表面から次第に気化消耗が起ること、あるいはまた、局部的に細い侵食孔が樹枝状に延び、いわゆる Treeing を形成することなどが知られている。これらは材質、形状、ふんい気ならびに電界強度などによりその状況が変化し、一見独立した別な現象のようにみえる場合も多いが、いずれもコロナ劣化の一形態であり、当然相互に関連が存在するものと考えられる。本章にはコロナ劣化の一般的形態についての検討結果を述べる。

(2・1) 実験法 第1図ならびに第2図に示すような電極装置を用い、試料面上で放電を起させた。ここに、第1図(b)の電極は放電が一点に集中し安定な放電が得られると報告されているものであり、⁽²⁾ また、第2図の電極は絶縁物間のボイドに対応するものである。なお、電源には 1.5 kc のものを用いて商用周波数に対し約30倍の加速を行い、また実験は密閉容器を用い乾燥剤としてシリカゲルを封入して行った。



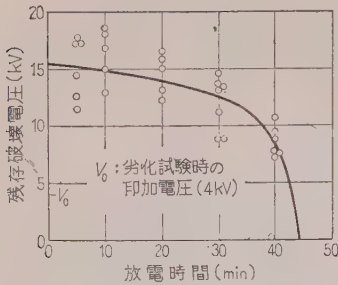
第1図 コロナ劣化実験電極装置



第2図 コロナ劣化実験電極装置

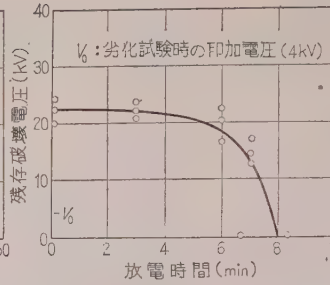
* Study on Deterioration Characteristics of Solid Insulating Materials by Oxidation due to Corona Discharges. By Y. KAKO, Member (Hitachi Research Laboratory, Hitachi Ltd.).

† 日立製作所日立研究所第92研究室、電力ケーブル、電気絶縁材料担当



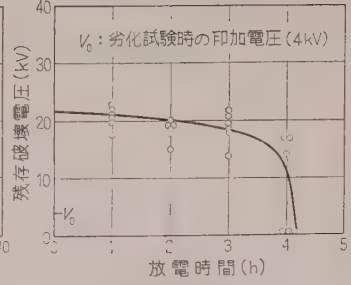
第1図(a)の電極使用, 0.07 mm ポリエチレン, 0.2 mm ギャップ, 70°C, 1.5 kc 電圧印加, 電圧 V_0 における放電電力: 1.01 W/cm^2

第3図 放電時間と残存破壊電圧との関係



第1図(b)の電極使用, 0.076 mm マイラ, 1.0 mm ギャップ, 80°C, 1.5 kc 電圧印加, V_0 における放電電力 (平等電界として): 2.4 W/cm^2

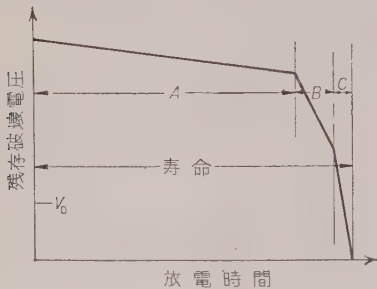
第4図 放電時間と残存破壊電圧との関係



第2図の電極使用, 0.076 mm マイラ, 1.0 mm ギャップ, 50°C, 1.5 kc 電圧印加, 電圧 V_0 における放電電力: 1.04 W/cm^2

第5図 放電時間と残存破壊電圧との関係

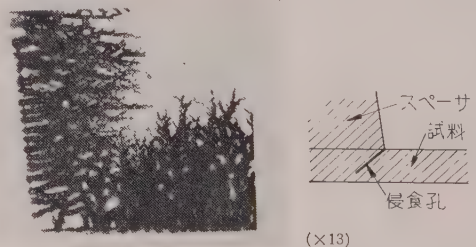
(2.2) 実験結果ならびに考察 コロナ侵食の速度を検討するために, ある時間の放電をうけたのちの試料の残存破壊電圧を求めた結果の一例を第3図~第5図に示した。印加電圧その他の差異により破壊電圧の低下する速度には差異があるが, このような形の特性は他の材質についても得られる一般的特性である。これらの特性をモデル的に示せば第6図のようになる。図においてA区間はコロナ侵食が表面から均一に起る



第6図 コロナ侵食速度のモデルの考え方

区間であり, 残存の破壊電圧はほぼ試料厚さの減少に対応して低下する。しかし, このような均一消耗もある程度進行すると, 放電は本来均一に起るものではないため, 試料表面には次第に凹凸が生じ, 凹みの中では放電エネルギー密度の増大が起り, その部分はますます侵食され局部的侵食孔として延び始めるようになる。⁽³⁾⁽⁴⁾ 図ではこの過程をBとして示した。侵食孔がさらに延びて先端の電界強度が材質の本質的強度に近くなれば急速に絶縁破壊にいたるものであり, この過程をCとして示した。ここで実用的に重要な特性としては, 絶縁破壊が起るまでの全寿命中時間的にはA過程が大部分を占めることである。ただし試料が厚く, 電界が極度に不平等であり, かつ平均電界強

度が著しく大きくない場合, あるいはまた特殊な複合絶縁などではB区間の絶対値は大きくなり, 寿命中に占める割合もいくらか大きくなることはある。たとえば第1図ならびに第2図に示す電極装置を用いた実験では, 試料の厚さが約0.2 mm以下の場合, コロナ侵食孔が局部的に延びた状態で破壊させずに試料を取り出すことはきわめて困難であるが, 放電ギャップ中にスペーサをおけば, スペーサと接する部分では, 放電時電界の局部的集中が起り, しかもその方向は電極に垂直でなくなるため, コロナ侵食孔はスペーサの斜め下方向に延び, その進展速度は比較的ゆるやかになる。したがって局部的な侵食孔が進展する各段階で試料を取り出すことは容易である。一例として侵食孔のかなり延びた状態を第7図に示した。侵食孔の発生し始めることが必ずしも厳密に残存破壊電圧の不連続的低下を意味するものではないが, 両者はだいたい一致し, 第7図に示した実験では侵食孔の発生より破壊までの時間が全寿命の約1/4となっている。しか



- (1) 第2図に示す電極装置の中央に約 $3 \times 3 \text{ mm}$ のスペーサを置き放電させたものである。
- (2) 実験条件: 0.19 mm マイラ, 70°C, 0.6 mm ギャップ, 5 kV, 1.5 kc 電圧印加
- (3) 侵食孔の方向は右図に示すようであり, また写真では黒く見えるが炭化は起っていない。

第7図 スペーサ下の樹枝状放電路の進展状況

し、いずれの場合にも定性的には A 過程が時間的にもっとも長くなるものである。

ここでコロナにより侵食が起る機構であるが、 A 過程は酸素の存在の下では表面から起る一種の酸化反応である。⁽⁵⁾ しかし、 B 過程に近くなるにしたがい局部的エネルギー密度の増大により、電子ならびにイオンの衝撃による侵食消耗が強調され、同時に酸化の速度は酸素の周囲より供給される速度によって制限され、エネルギー密度に比例した増大が起らないため、劣化におよぼす酸素の影響は相対的に減少する。さらに侵食孔が延び C 過程に達すれば、酸素の影響は実用的に無視できるものと考えられる。このような特性のため、破壊までの寿命を対象とする実用的な意味の耐コロナ性としては、 A 過程の傾斜すなわち コロナによる絶縁材料の消耗の速度と A 過程から B 過程に移行する条件とがもっとも重要な特性である。これらの特性は材料の分子構造に関連する固有の性質によって異なることは当然であるが、放電ふんい気などの外部的条件、あるいはまた水分発生速度、ならびに水との親和性などの放電状態を変化させるような二次的な性質によって大きく影響をうけるものと考えられる。本報ではすでに述べたように、主としてコロナによる材料の消耗特性についての検討結果を述べるものである。

3. コロナ放電による固体 絶縁材料の消耗特性¹⁾

コロナ放電をうけた場合の絶縁材料の消耗特性について、減少重量を直接求めて検討した結果の大部分は、すでに別報⁽⁵⁾に報告したため、ここには要点だけ簡単に述べる。

(1) コロナ放電によって起る材料の消耗は表面からの単純な侵食反応であり、電子ならびにイオンの衝突の影響は材料の内部まで達することなく、内部では材質の変化は起らない。ただし、材質が放電によって生成された酸などによって侵されやすい場合、あるいはまた高温で流動しうるような材質では、材質的な変化が起りうることは当然である。

(2) コロナによる消耗は酸素が存在する場合に是一种の酸化であるが、その機構としては、電子ならびにイオンの衝突による材料の活性化された分子と、放電空間で生じた活性化された酸素、すなわちこの場合にはおもに原子状酸素との結合が起り、さらにその状態で電子などの衝撃をうけてガス状物質となり、消散するものと考えられる。

(3) ふんい気の状態が大きく変化せず、また試料の表面状態が著しく変化しない範囲では、材料の消耗

量は放電の全エネルギーに比例し、印加電圧ならびに放電電力には関係しない。

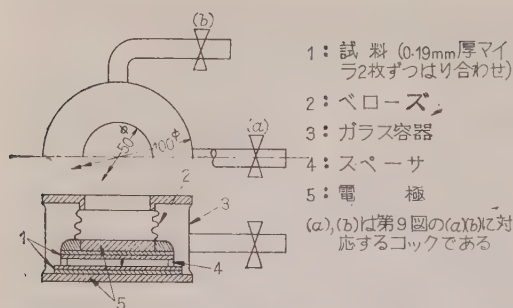
なお、コロナ放電による酸化とオゾンによる酸化とでは酸化の形式としては同一であることが知られており、⁽⁶⁾ 耐コロナ性と耐オゾン性と混同されることもあるが、両者の顕著な差異としては、コロナによって材料の気化消耗が起ることである。また、活性化された酸素からオゾンが生成される反応と、絶縁材料が酸化される反応とは一種の競争反応であり、⁽⁷⁾ コロナ放電による酸化においては酸素がオゾンに変換されてから絶縁材料と反応すると考えるよりも、活性化された酸素による直接的作用を考えるほうが適当である。

以上の基本的な特性から、種々の複雑な現象を説明することができる。たとえば、乾燥時よりも湿気が存在する場合のほうは単位放電エネルギーあたりの消耗量は小さくなるが、これは湿気存在により放電時の試料表面抵抗が低下し、試料面で電荷の移動が起り、単位放電エネルギー中の試料と有効に衝突する電子ならびにイオンの数が減少するためと考えられる。

4. 発生ガス量測定による 酸化速度の検討

コロナ放電による侵食消耗の特性を検討するためには減少重量を求めることがもっとも直接的な方法であるが、熱劣化試験の場合と異なり、試料の作製その他が複雑であり、実験精度を高くすることは困難である。さらにまた空気中の実験では酸の生成、あるいはまた試料表面状態の変化などが起り、消耗特性には複雑な変化が生ずる。したがって、ここではコロナ侵食消耗の主原因であるコロナによる酸化速度の特性を厳密に求めるために、酸素中ならびに酸素とアルゴンとの混合気中において、コロナ放電をうけた場合に試料から発生するガスの量について検討を行った。

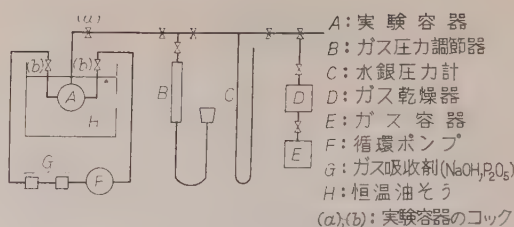
酸素が存在するふんい気中において、コロナ放電により有機絶縁材料から発生するガスは、試料中にハロゲンその他を含むものを除いては大部分が炭酸ガスと水とである。これは必ずしも試料から発生するガスが直ちにこの組成となることを意味するものでなく、水素、低分子量の炭化水素ガス、あるいは一酸化炭素などが発生するとしても、これらが放電空間を通る間に酸化されて最終形態としての炭酸ガスと水とになるものと考えられる。したがって、単に発生ガスの分析を行うことによってコロナ劣化の機構を解明することは一般に困難であるが、炭酸ガスあるいは水分を定量することにより試料の消耗量を求めることができ、実験上非常に便利である。ガス量測定が試料の減少重量を直



第8図 ガス発生量測定実験容器

接求める方法にくらべて有利な点は、まず第一にわずかの量で精度よく測定ができるため実験の所要時間を著しく短縮できることであり、第二には実験容器からガスだけを取り出して測定することができ、その量もわずかであるため、各実験の間に試料の物理的状態ならびに電気回路としてみた状態にも変化がない。このこともまた実験精度の向上に有効であることである。

(4.1) 実験法 実験容器は第8図に示す構造のものである。電極の片方はベロースで支えられているため、スペーサを取り換えることにより任意のギャップの長さの実験ができる。なお、放電容器中に金属部分があるとオゾンによる金属の酸化のほか特殊な化学反応が起ることも考えられるので、金属部分にはシリコンワニス焼付けを行っている。本実験は試料としてマイラを用い、エポキシ樹脂によって電極に接着した。実験装置の接続は第9図に示すようにし、容器中には大気圧のガスを封入して一定時間（一定放電エネルギー）の放電後コック(b)を通してガスの循環を行い、途中のガス吸収剤(P_2O_5 , $NaOH$)の重量増加により発生ガス量を求めた。この場合ガス吸収剤の重量測定はガラス容器のまま回路から取りはずして行うものであるが、容器の表面状態が変化しないよう注意することにより、放電させずにガスだけ循環した場合



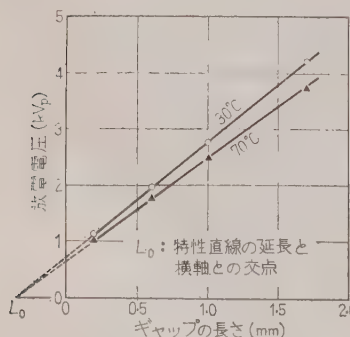
第9図 実験装置接続図

の重量測定の再現性は、苛性ソーダについては0.2～0.3mgの誤差範囲であるため、本実験では1回の測定には10mg程度の発生ガス量があれば充分な精度の実験結果が得られる。ここに報告する結果の大部分は1.5kcの電源を用い20min以内で1回の測定を行ったものである。

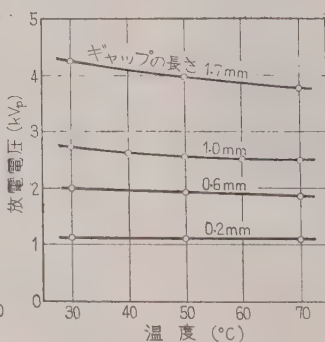
予備実験として試料面上にマイラの薄片を接着し、この状態では放電が起っても吸収剤に吸収されるガスの発生は起らないことを確かめたが、ふい気を空気とし、しかも水分が存在する場合には放電により苛性ソーダに吸収されるガスが生じ、このことは水分の存在下では窒素の酸化物などの酸性ガスが生成されることを意味している。したがって、空気中の実験についてもこのようなガス測定法を適用する場合には別なガス分析法が必要である。

(4.2) 酸素中の特性

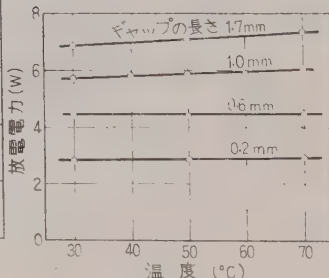
(a) 放電特性 電極上両面にマイラを接着し、マイラ間のギャップで放電させた場合の放電電圧とギャップの長さとの関係を第10図に示した。放電電圧はブラウン管電力図形⁽⁸⁾によって求めたものであり、放電開始電圧と消滅電圧との平均に近い値である。図には30°Cと70°Cの場合だけ示したが、この温度範囲内では延長が定点(L_0)を通る直線の特性和なっている。なお放電電圧ならびに放電電力の温度特性は第11図ならびに第12図に示すとおりである。ここ



第10図 酸素中におけるギャップの長さ放電電圧との関係



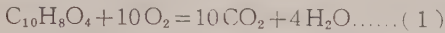
第11図 放電電圧の温度特性



第12図 放電電力の温度特性 (6kV, 1.5kc 電圧印加時)

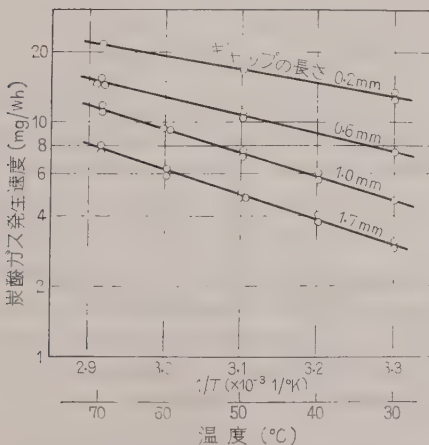
で放電電力はこの実験装置ならびに試料構成などに関係する値であり、一般的なものではない。

(b) コロナ放電によるガス発生特性 マイラが完全に酸化すれば(1)式のような割合でガスが発生するはずである。



(1) 式によれば炭酸ガス、水分、ならびにマイラの消耗量の重量比は 1:0.164:0.436 となり、実測結果では 1:0.203:0.441 の関係が得られている。すなわち炭酸ガスと消耗量との関係は実用上充分な精度で(1)式を満足しているが、水分の発生量は計算値より大きくなっている。一般に微量水分の測定はむずかしく、この実験でも1回の水分測定量が5mg程度の微量であったために上記の誤差が生じたものと考えられ、発生ガス量より消耗量を推定する場合には、炭酸ガスによって行うのが適当である。なお、長時間の放電をうけた場合表面にわずかの粉末状物質が生成されるが、(ポリエチレンの場合にはしゅう酸が生成されると報告されている)⁽⁹⁾ それらは全体の消耗量のごく一部分であって大部分は(1)式にしたがって炭酸ガスと水とに変換されるもの、あるいはそれらの粉末生成物は酸化過程の中間生成物とも考えられる。すなわち、このことはガス発生速度がそのような表面状態の変化によって影響をうけないことから推定され、また、実験精度は高くないが粉末生成物の重量測定により、それが全消耗量の数パーセント以下であることも確かめている。

第13図にはギャップの長さならびに温度を変化した場合の酸素中のコロナ放電による炭酸ガスの発生速度を示した。後述するように密閉容器中の実験であるためガス発生速度は時間とともに減少するが、ここに

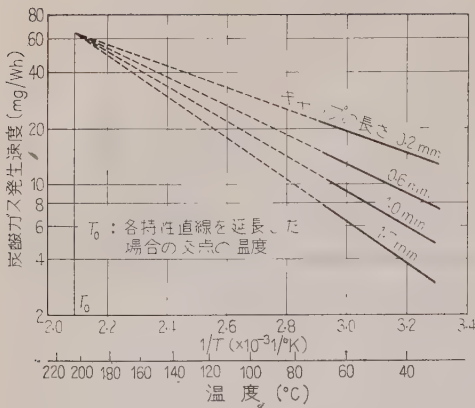


第13図 炭酸ガス発生速度の温度特性

示した値は初期の時間に対し直線的に発生ガス量が増加するとみなしうる範囲の値である。第13図の特性は単位放電エネルギーあたりの値であるため、印加電圧を変化しても実験結果には無関係であり、このことは減少重量を直接測定して得た結果⁽⁵⁾を再確認するものである。ただし、ギャップ0.2mmの場合には周囲から放電空間に対する酸素の供給速度が小さくなるので、印加電圧が高く、酸化の速度が大きくなるとギャップ内で酸素が不足し、単位放電エネルギーあたりの発生ガス量は小さくなるが、これに対しては印加電圧を下げるか、あるいはまた、試料の重ね枚数を多くして放電電力を小さくすることが必要であった。

(c) コロナ酸化速度の実験式 第13図をみるとよい直線の特性を示し、一般の化学反応の速度式が成立するものと考えられる。ただし、その見掛けの活性化エネルギーは放電ギャップの長さによって変化し、コロナ放電による酸化反応は絶縁材料の材質だけでなく、ガスの放電に対する性質、すなわちこの場合には放電によって活性化された酸素を生ずる場合の活性化エネルギーなども関連して、全体としての活性化エネルギーが決定されているものと考えられる。ここで顕著な特徴としては、見掛けの活性化エネルギーが通常の酸化反応にくらべて著しく小さいことであり、このような特性は種々な材質について減少重量を直接求めた場合にも得られるものである。このように、見掛けの活性化エネルギーが小さくなる原因の一つとしては、試料表面温度の瞬間的上昇が考えられる。すなわち、放電のエネルギーは大部分が熱として失われるものであり、このエネルギーが電子ならびにイオンの試料面への衝突の瞬時に熱に変換されるものとすれば、試料面の局部的かつ瞬間的温度は数百度にも上昇することが考えられるが、⁽³⁾ 第13図の特性は試料の平均温度で表示しているために見掛けの活性化エネルギーが小さくなっているものであり、これを試料面の瞬間的温度で表示すれば横軸の間隔は縮小され傾斜は急となる。一例として、ギャップ1.0mmの場合について温度を360°C高温側に平行移動させれば、見掛けの活性化エネルギーは約20kcal/molとなり、通常の熱劣化の場合とはほぼ等しい値となる。

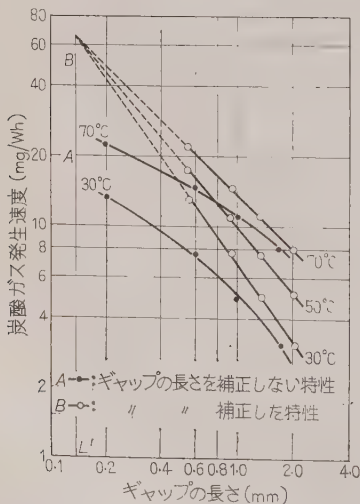
第13図の温度範囲を広げて特性直線を延長すると第14図に示すように一定点で全部が交差し、この点に対応する温度 T_0 は205°Cである。同一温度においてギャップの長さが大きい場合ほど放電エネルギーあたりの酸化消耗量が小さくなるのは、放電空間内で生じた活性化状態の酸素の試料と有効に反応する確率が、その生成された位置より試料までの距離が大き



第 14 図 炭酸ガス発生速度の温度特性

なるとともに減少することが主原因と考えられる。第 13 図に示すように温度 T_0 においてギャップの長さの影響が消失することは、この温度では活性化された酸素が空間を移動する間にエネルギーを失って非活性化の状態にもどることがないためと考えられ、この現象は一見アーク放電における熱励起の現象と類似である。しかし、この温度における実験を行うことはきわめて困難であり、また第 14 図から得られる T_0 の値も試料の平均温度であり、表面の瞬間的温度が求められないために T_0 の物理的意味も現状では正確には明らかでない。これについては今後他の材質についても同様な実験を行い検討をすすめる予定である。

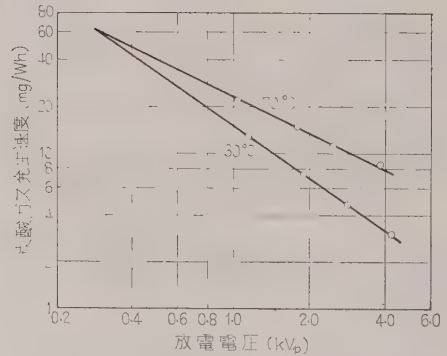
ギャップの長さの影響を明らかにするために、第 13 図の特性を書き直し、横軸にギャップの長さをとって示すと第 15 図のようになる。実験値のままでは直線の特性とならないが、ギャップの長さの補正值として



第 15 図 ギャップの長さで炭酸ガス発生速度との関係

第 10 図から得られる L_0 を加えて示すと直線の特性 B が得られ、これらは一点において交差し、しかもそのときの縦軸の値は第 14 図の温度 T_0 における値と同一である。ただし、この交差点に対応するギャップの長さ L' は補正值 L_0 より小さく、この状態を実験的に実現することはできないものである。すなわち、ギャップの長さが小さいほど見掛けの活性化エネルギーは小さくなるが、零にはなりえないことが示され、この点第 14 図に示したように、温度を上げればギャップの長さの影響がなくなる可能性のあることは異なった特性である。

ここで L_0 , L' などの物理的な意味であるが、まず L_0 については第 10 図からも明らかなように、放電電圧とギャップの長さとの関係が原点を通らない直線で表わされるために、延長線の交点を示す数値として提出したものであり、化学反応の機構を考えるためには、第 16 図のように放電電圧とガス発生速度との関



第 16 図 放電電圧と炭酸ガス発生速度との関係

係が対数表示で直線関係となることから、実験式としても放電電圧について求めるのがより本質的である。しかし、放電電圧は温度によっても変化し、また測定精度も高くないので外部から独立に決める量として、ギャップの長さや温度をとって実験式を求めることとした。同様に L' も図面上から求めた値であり、この状態を実現することはできない。またギャップの長さのごく小さい範囲では、Paschen の法則からも明らかなように放電電圧に影響を与える要因が変化するため、大きなギャップの長さに対応する実験結果からその特性を推定することは困難であり、前述の T_0 の場合と同じく他の材質についての実験結果と比較し、その物理的ならびに実用的な意味を検討することが必要である。

第 14 図ならびに第 15 図において直線特性が得られることから実験式は簡単に求められ、(2)式のように

なる。

$$k = k_0 \left(\frac{L + L_0}{L'} \right)^{-a(1/T - 1/T_0)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

ここに、 k ：単位放電エネルギーあたりの炭酸ガス発生量 (mg/Wh)， L ：ギャップの長さ (mm)， T ：温度 (°K)， L_0 ， L' ， a ， T_0 ：定数

(2) 式に数値を入れて示すと (3) 式のようになる。

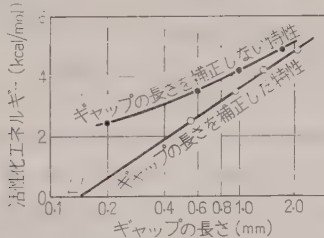
$$k = 64 \left(\frac{L + 0.35}{0.138} \right)^{-0.915(10^3/T - 2.09)} \quad \dots\dots\dots (3)$$

(2) 式を変形し見掛けの活性化エネルギーを求めると (4) 式のようになる。

$$E_a = aR \ln \frac{L + L_0}{L'} \quad \dots\dots\dots (4)$$

ここに、 R ：気体定数

(4) 式から明らかなように、活性化エネルギーも第 17 図に示すようにギャップの長さを補正して示すとよい直線の特長となる。



第 17 図 コロナ放電による酸化反応の活性化エネルギー

放電電力 W と放電電流 I_s ならびに放電電圧 V_s との間には (5) 式のような関係が成立している。

$$W = I_s V_s \quad \dots\dots\dots (5)$$

したがって、単位放電電荷あたりの炭酸ガス発生量を K とすると (6) 式の関係が得られる。

$$K = V_s k \quad \dots\dots\dots (6)$$

(6) 式に数値を入れて示すと (7) 式のようになる。

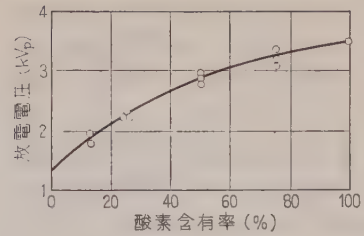
$$K = (-4.87 \times 10^{-3} T + 3.555) (L + 0.35) \times 64 \left(\frac{L + 0.35}{0.138} \right)^{-0.915(10^3/T - 2.09)} \quad \dots\dots\dots (7)$$

ここに、 K ：単位は g/Ah

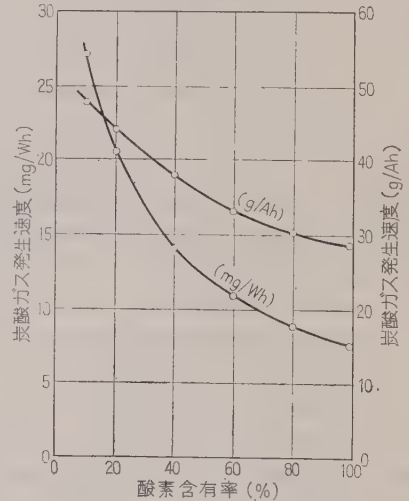
(4.3) 酸素-アルゴン混合気中の特性

(a) 炭酸ガス発生速度 アルゴンは放電電圧が低いためにこれを混合すると放電電圧が低下する。酸素とアルゴンとの混合比を変えた場合の放電特性を第 18 図に示した。

アルゴンの混合比と炭酸ガス発生速度との関係は第



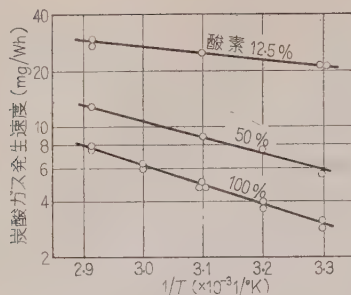
第 18 図 酸素-アルゴン混合気中の放電電圧 (70°C, ギャップの長さ 1.7 mm)



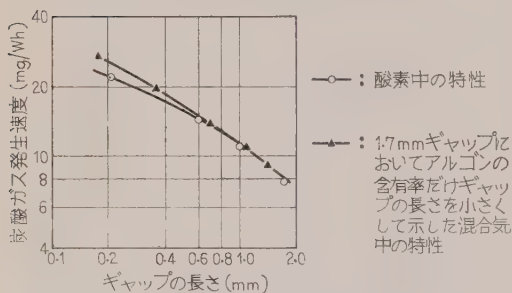
第 19 図 酸素-アルゴン混合気中のコロナ放電による炭酸ガス発生速度 (70°C, ギャップの長さ 1.7 mm)

19 図に示すようになり、アルゴンの多いほど炭酸ガス発生速度が大きくなっている。ただし、純アルゴン中の場合には別な実験によりコロナ放電による消耗速度の小さいことを確かめているが、図に示したよりも少ない酸素含有率の場合には、実験中に起るふんい気の変化の影響が大きく、放電初期のガス発生速度を正確に求めることはできなかった。

次に、温度特性を第 20 図に示した。酸素中ではギャップを小さくすることにより見掛けの活性化エネルギーの減少が起ったが、本実験ではギャップの長さを一定とし、アルゴンの混合比を多くすることによって放電電圧を下げ、同様な現象が得られた。このことは、アルゴンの放電電圧が低いために見掛け上ギャップの長さが小さくなったことと等価であり、第 21 図に示すようにギャップの長さをアルゴンの混合割合だけ減少させて酸素中の結果と比較すると、よい特性の一致が得られる。しかし、アルゴンの放電電圧は低くとも



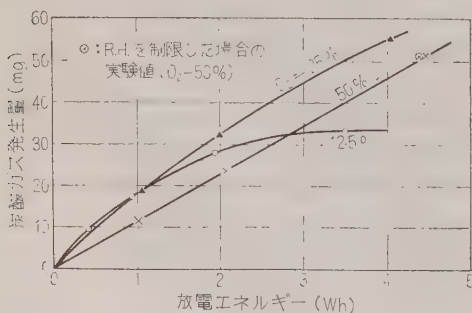
第 20 図 混合気中における炭酸ガス発生速度の温度特性



第 21 図 等価ギャップの長さを用いた炭酸ガス発生速度特性

零ではなく、放電エネルギーの消費があるにもかかわらずこのような等価関係が成立し、また、このような等価ギャップの関係をj用いて単位放電電荷量あたりのガス発生量を比較すれば、アルゴンを混合した場合のほうがはるかに大きい値となっていることから、放電空間で生成された活性化状態の酸素がかなり多く試料の酸化に寄与していることがわかる。

(b) 酸化反応の反応次数の決定 前述の酸化速度は、実験容器内のガスの組成変化が無視できる範囲の値であるが、密閉容器中ではガス成分の変化が起り酸化速度が変化する。特に酸素がなくなれば酸化は起らなくなるものである。第 22 図に放電エネルギーと



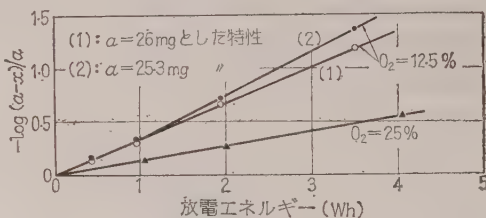
第 22 図 放電エネルギーと炭酸ガス発生量との関係 (70°C, ギャップの長さ 1.7 mm)

炭酸ガス発生量との関係を示した。さきに述べたようにアルゴンの混合比が大きいほど初期のガス発生速度は大きい、酸素の量が少ないためにガス発生量は早く飽和に達している。ここで酸化により酸素が減少してゆく特性が一次反応であるならば (8) 式が成立するはずである。

$$-\ln \frac{a-x}{a} = k_1 t \quad \dots\dots\dots (8)$$

ここに、 a ：初期酸素濃度、 x ：時間 t のときの反応量、 k_1 ：速度定数

本実験では t の代わりに Wh を用いる。 $-\log(a-x)/a$ と放電エネルギーとの関係は第 23 図に示すようによい直線となる。ただし、ここで酸素の混合比、すなわち a は実験上精度が低いので、これを多少異な



第 23 図 酸素量の減少特性

った値として計算することにより図中の (2) に示すように特性は変化し、正確な一次反応であると結論することにはいくらか早計のきらいはあるが、酸素の消耗が一次反応であることは常識的結論とも一致するものである。すなわち、アルゴンは放電電圧を低下させ、またコロナ放電の起った状態では酸素の活性化を促進させて酸化速度を大きくするが、放電継続とともにアルゴン量は不変であるにもかかわらず、酸素の濃度は減少するため反応速度も減少するものである。この場合発生ガスとしての炭酸ガスならびに水蒸気は反応速度に影響を与えないものと考えられる。

(c) 水分の影響 空気中でコロナによる絶縁材料の消耗速度を求める場合、あるいはまたコロナにより破壊までの寿命を求める場合には、ふんい気中の水分は非常に大きな影響を与えるものである。ここではそれら水分の影響の機構を明らかにする一つの試みとして、酸化速度におよぼす水分の影響について検討を行った。実験は容器の一部を冷却してそこに発生水分を凝縮させ、内部の湿度の増加を制限した場合と、それを行わない場合とについて行い、結果の一例を第 22 図中に⊗印で示した。これは容器内の湿度を 11.5% に押えた場合であり、湿度を制限しない場合には 24% となっている。両者には明らかに有意差がなく、また、このような特性はアルゴンの混合比が異なった

場合にも得られている。したがって、水分は放電空間に水蒸気として存在するだけでは酸化速度にほとんど影響を与えないものと考えられる。空気中の実験において水分がコロナ劣化と密接な関係があるのは、水分の存在により窒素の酸化物の生成が促進され、それがさらに水分と結合して酸が生じ、試料面状態が変化することにより放電様式が変化して劣化状態に変化をきたすものと推定される。

5. 結 言

以上述べた検討結果により、固体絶縁材料のコロナ劣化の基礎的特性がかなり明らかになったものと考えられる。本研究により明らかとなった点を要約すると次のようになる。

(1) コロナ放電による固体絶縁材料の劣化は、最初表面からの均一な消耗が起り、次いで局部的侵食孔が生じて破壊にいたるものであるが、時間的には均一消耗の過程が寿命中の大部分を占めるものである。したがって、実用的には均一消耗の速度と、侵食形式の移行条件とが重要な問題である。

(2) コロナによる絶縁材料の消耗は酸素の存在下では一種の酸化であり、酸素の存在しない場合の消耗の速度は著しく小さい。この酸化の速度は空気中では複雑な特性を示すが、酸素中の実験により基礎的特性を求めることができる。

コロナによる酸化の基礎的な特性としては、

(i) コロナによる酸化の速度と温度との関係には通常の化学反応速度式が適用されるが、見掛けの活性化エネルギーは熱による酸化反応にくらべて著しく小さい。この原因としては試料表面の局部的かつ瞬間的温度が非常に高くなるためと考えられる。

(ii) 見掛けの活性化エネルギーは放電ギャップの長さが小さくなるほど小さくなり、また酸化速度におよぼすギャップの長さの影響は温度が高くなるほど減少する。

(iii) 酸素にアルゴンを混合することにより、単位放電エネルギーあたりの酸化量が大きくなるだけでなく、単位放電電荷量あたりの酸化量も大きくなる。し

たがって酸化速度に対しては、単に電子ならびにイオンの衝突する回数だけでなく、放電空間中で生成された活性化状態の酸素が大きく関与するものと考えられる。

(iv) 放電によりガス組成が変化しない場合にはコロナによる酸化は表面から起る単純侵食反応であるが、ガスの供給に制限がある場合には、酸素濃度の減少とともに反応速度が減少し、その場合の反応次数は一次である。

(v) 水分は放電空間中に水蒸気として存在する場合では酸化速度にほとんど影響はなく、水分がコロナ劣化特性に密接な関係をもつのは水分によって試料表面状態が変化するためと考えられる。

本報告は固体絶縁材料のコロナ劣化における二つの重要な特性の一つである酸化消耗の基礎的特性についての検討結果をとりまとめたものであり、他の一つの特性である侵食形式の移行に関する検討結果については後報する予定である。また、本研究はコロナ劣化の基礎研究として、限られた条件下のコロナによる酸化特性を検討したものであるが、実際の絶縁では複雑な要因が介入して種々の異なった現象の起ることを経験しており、実用絶縁についてのこの種の実験検討は今後に残された重要な問題である。

終りに本研究を進めるにあたりご指導を賜った京都大学教授大久保達郎博士、武蔵工大教授鳥山四男博士、株式会社日立製作所日立研究所所長三浦倫義博士、同所橋本清隆部長ならびに井上利夫主任研究員に対し深謝申しあげる。(昭和 36 年 2 月 25 日受付)

文 献

- (1) 日立：実用新案 380345, 385596
- (2) 原・平林：電学誌 **80**, 1454 (昭 35)
- (3) J. H. Marson: Proc. Instn Elect Engrs **98**, Pt. 1, 44 (1951)
- (4) 堀井：電学誌 **80**, 59 (昭 35)
- (5) 加子：日立評論 **42**, 646 (昭 35-6)
- (6) G. D. Cooper & M. Prober: J. Polymer Sci. **XLIV**, 397 (1960)
- (7) 井上：東京工大学報 **A-2** (昭 32)
- (8) T. C. Manley: Trans Electrochem. Soc. **84**, 83 (1943)
- (9) E. J. McMahon, D. E. Maloney & J. R. Perkins: Amer. Inst. Elect. Engrs Paper 58-981 (1958)

UDC 621.315.051.2.016.35 : 621.311.1

負荷の電気的特性を考慮した送電系統の 定 態 安 定 度*

資料・論文

36-105

正員 阿久津勝美† 正員 岩崎久之††

1. ま え が き

送電系統の定態安定度については、Evans, Wagner 氏ら以来数多く論じられ、その負荷系統についても、電灯、電熱負荷、同期機負荷⁽¹⁾⁽²⁾および誘導電動機負荷⁽³⁾について述べられてきた。

さらに、負荷特性を考慮した場合の定態安定度理論も二三⁽⁸⁾⁽⁹⁾論じられている。

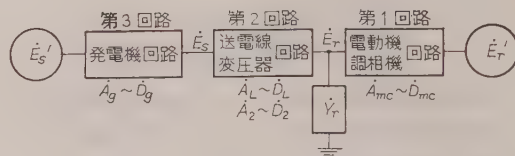
本文においては、(1) 安定極限近傍における位相角の微小変化による受電電圧および自己、相互アドミタンスの変化（これは、負荷の電気的特性によって種々の変化をとる）を考慮した場合の定態安定極限位相角について述べ、さらに、これから導かれる一連の結果（極限同期電動機電力、極限全電力など）について述べている。(2) さらに、受電端並列負荷（電灯、電熱、誘導電動機など）が、位相角の変化による受電電圧の変化に影響されるだけでなく、新負荷の投入または負荷の開放などによって並列負荷それ自身の大きさも変化する場合についても、同理論を適用することによって、安定極限位相角その他を求めることができることを述べている。

なお、理論式の簡略化のため、計算の運用上支障がないと考えられる範囲で、式の省略、仮定の想定などを行っているが、これらに対する不備の点についてもご批判をいただければ幸である。

2. 想 定 送 電 系 統

(2.1) 送電系統 系統は、発電機、送電線路、受電端並列負荷、同期電動機および同期調相機の単一送電系統からなるものとする。受電端における総合負荷の取り扱いについては次のようにする。

同期機については、所要の軸負荷を負うべき同期電動機と、これに対し別に受電電圧の変動を補償するために無効電力だけを負うべき同期調相機の両者を総合



第 1 図

して一つの同期機と考える。誘導電動機および電灯、電熱負荷などについては、これらを送電線路末端における並列アドミタンスとして、送電線路定数の一部に組みこむものとする。

(2.2) 系統の定数 第1図に示す想定系統において

E_s', E_r' : 送受電端同期機の内部誘起電圧

$A_{mc} \sim D_{mc}$: 同期電動機、調相機の並列回路によって決まる回路定数

同期機の抵抗を無視すると

$$A_{mc} = D_{mc} = 1 \varepsilon^{j0}, \quad B_{mc} = Z_{mc} \varepsilon^{j\pi/2}$$

$$\dot{C}_{mc} = 0, \quad Z_{mc} = Z_m \cdot Z_c / (Z_m + Z_c)$$

ただし、 Z_m, Z_c : 同期電動機、調相機の同期リアクタンス

$$A_L = A_L \varepsilon^{j\theta_{AL}} = a_L + j a_L' \sim D_L = D_L \varepsilon^{j\theta_{DL}} = d_L + j d_L'$$

: 送電線路、変圧器回路定数

$A_g \sim D_g$: 発電機回路定数、抵抗を無視すると

$$A_g = D_g = 1 \varepsilon^{j0}, \quad B_g = Z_g \varepsilon^{j\pi/2}, \quad \dot{C}_g = 0$$

ただし、 Z_g : 発電機の同期リアクタンス

なお、電動機、調相機の並列回路を第1回路、送電線、変圧器および並列負荷アドミタンス回路を第2回路、発電機回路を第3回路とする。

(2.3) 並列負荷アドミタンス 並列負荷の電力および無効電力を $K_{i1}(E_r/E_{r0})^{n_i+2}$ および $K_{i2}(E_r/E_{r0})^{n_i+2}$ とすると、負荷アドミタンス \dot{Y}_r は

$$\dot{Y}_r = \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{n_i} \left\{ 1 + j \frac{\sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i}}{\sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{n_i}} \right\} \quad (1)$$

ただし、 E_r : 受電端電圧、 E_{r0} : 受電端基準電圧

の形で表わされる。

* Static Stability of the Transmission System, Considering Electrical Characteristics of the Load. By K. AKUTSU, Member & H. IWASAKI, Member (Faculty of Engineering, Gunma University).

† 群馬大学助教授、短大電気機械担当

†† 群馬大学教授、短大電力工学担当

これらを、実際に適用するにあたって、 m_i, n_i を定めるには、いくつかの方法が考えられるが、一つの近似法として⁽⁴⁾

(a) 電灯、電熱負荷については

$$Y_{rL} = K_{L1} (E_r/E_{r0})^{m_1} + j \tan \phi_{L1} \quad (2)$$

$$Y_{rH} = K_{H1} (E_r/E_{r0})^{n_1} + j \tan \phi_{H1} \quad (3)$$

ここに、 ϕ はアドミタンス角にして、電灯、電熱負荷においては、受電電圧によって若干変化するも、無効電力そのものが小であるので、これによる影響はほとんどない。

(b) 誘導電動機負荷について

$$Y_{rM} = K_{M1} (E_r/E_{r0})^{-1.8 \sim -2.0} (1 + j \tan \phi_M) \quad (4)$$

$\tan \phi_M$

$$= \left[\frac{(x_1 + x_2) + b \{ (r_1 + r_2/s)^2 + (x_1 + x_2)^2 \}}{r_1 + r_2/s} \right] \quad (5)$$

ただし、 x_1, x_2 ：一、二次1相の漏れリアクタンス、 r_1, r_2 ：同抵抗、 b ：励磁サセプタンス

にして、すべり s は、

トルク一定負荷の場合

$$A_a \{ r_1^2 + (x_1 + x_2)^2 \} s^2 + (2 A_a r_1 r_2 - E_r^2) s + A_a r_2^2 = 0$$

機械的出力一定負荷の場合

$$\begin{aligned} & d \left[\pi f \frac{W_r E_r^{1/2} \{ F_1 + F_2 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \}^2 + F_3 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 + F_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \right. \\ & \quad \left. + F_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} + F_6 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \right. \\ & \quad \left. + K_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} + K_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \right. \\ & \quad \left. - W_r E_r^{1/2} \{ E_1 + E_2 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \}^2 + E_3 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 + E_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \right. \\ & \quad \left. + K_6 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} + K_7 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \right. \\ & \quad \left. + E_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} + E_6 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \right] d\theta_r \\ & + d \left[\pi f \frac{E_r^{1/2} E_r^{1/2} \{ W_r - W_s \{ B_1 + B_2 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} + B_3 \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \cos \theta_r \right. \\ & \quad \left. - (W_r + W_s) \{ B_4 + B_5 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} + B_6 \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \sin \theta_r \right. \\ & \quad \left. + K_1 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} + K_2 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} + K_3 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \right] d\theta_r \end{aligned} \quad (6)$$

〔付録 (1) および (2) 参照〕

6. 式中の第1項の [] 内は、 $F E_r$ 、第2項のそれは $G E_r$ 、と書くことができるから、両式は次のように表わされる。

$$\frac{\partial F(E_r)}{\partial E_r} \frac{dE_r}{d\theta_v} + \frac{\partial G(E_r, \theta_v)}{\partial \theta_v} + \frac{\partial G(E_r, \theta_v)}{\partial E_r} \frac{dE_r}{d\theta_v} = 0 \quad (7)$$

したがって、(7) 式を満足する θ_v が極限位相角 (θ_{ve}) である。

また、受電電圧 (E_r) と位相角 (θ_v) の関係は、第 1 図から

$$\begin{aligned} E_r^2 = & \{ (A_1' - Z_{m0} E_s' \sin \theta_v) \\ & \times \{ B_1' + B_2' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ & + B_3' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} + (A_2' + Z_{m0} E_s' \cos \theta_v) \\ & \times \{ B_4' + B_5' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ & + B_6' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \}^2 + \{ (A_2' + Z_{m0} \\ & \times E_s' \cos \theta_v) \{ B_1' + B_2' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ & + B_3' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} - (A_1' - Z_{m0} E_s' \sin \theta_v) \\ & \times \{ B_4' + B_5' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ & + B_6' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \}^2 / \{ \{ B_1' \\ & + B_2' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ & + B_3' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 + \{ B_4' \\ & + B_5' \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} + B_6' \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 \} \end{aligned} \quad (8)$$

ただし、 A_i' 、 B_i' は付録 (2) と同様、同期機および線路定数からなる定数〔付録 (3) 参照〕

したがって、(7)、(8) の両式から定態安定極限位相角 (θ_{vl}) を求めることができる。

なお、(8) 式から $dE_r/d\theta_v$ を求める場合、近似計算として、次の式を用いれば充分である。

すなわち、 $\dot{Y}_r = y_r + jy_r'$ を一定と考えて (\dot{Y}_r は基準電圧における値をとる)

$$\begin{aligned} dE_r/d\theta_v \approx & (S/E_r) \{ -N(L \cos \theta_v + M \sin \theta_v) \\ & + R(M \cos \theta_v - L \sin \theta_v) \} \quad (9) \end{aligned}$$

ただし、 L 、 M 、 N 、 R および S ：同期機および線路の定数からなる定数〔付録 (4) 参照〕

新負荷の投入、または負荷の開放など、並列負荷自身の大きさが変化する場合についても、 K_{i1} および K_{i2} を負荷の変動に応じた変定数と考えることによって、前記 (7) および (8) 式を適用して安定極限位相角およびそのときの受電端電圧を求めることができる。

4. 定態安定極限電動機電力

第 2 回路受電端出力が、第 1 回路同期電動機電力であるから、受電端同期電動機電力 (P_{rs}) は

$$\begin{aligned} P_{rs} = & (E_r/B_L) \{ E_s \cos(\theta_{bL} - \theta_{v2}) \\ & + E_r A_4 \cos(\pi + \theta_{a4} - \theta_{bL}) \} \quad (10) \end{aligned}$$

ただし、 θ_{v2} ：系統の第 2 回路位相角

$$\begin{aligned} A_4 = & \sqrt{A_L^2 + (B_L Y_r)^2}^* \\ & + 2 A_L B_L Y_r \cos(\theta_{aL} - \theta_{bL} - \phi) \\ \theta_{a4} = & \tan^{-1} \frac{A_L \sin \theta_{aL} + B_L Y_r \sin(\theta_{bL} + \phi)}{A_L \cos \theta_{aL} + B_L Y_r \cos(\theta_{bL} + \phi)} \\ Y_r = & \sqrt{\left\{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \right\}^2}^* \\ & + \left\{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \right\}^2 \\ \phi = & \tan^{-1} \frac{\sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i}}{\sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i}} \end{aligned}$$

また、 θ_{v1} および θ_{v3} を、それぞれ第 1 および第 3 回路位相角とすると

$$\begin{aligned} \theta_{v1} = & \tan^{-1} \frac{(E_r/B_L) \{ E_s \cos(\theta_{bL} - \theta_{v2}) \}^*}{E_r^2/Z_{m0} + (E_r/B_L) \{ E_s \sin(\theta_{bL} - \theta_{v2}) \}^*} \\ & - \frac{A_4 E_r \cos(\theta_{a4} - \theta_{bL})}{+ A_4 E_r \sin(\theta_{a4} - \theta_{bL})} \\ \theta_{v3} = & \tan^{-1} \frac{(E_s/B_L) \{ D_L E_s \cos(\theta_{bL} - \theta_{aL}) \}^*}{E_s^2/Z_g + (E_s/B_L) \{ D_L E_s \sin(\theta_{bL} - \theta_{aL}) \}^*} \\ & - \frac{E_r \cos(\theta_{v2} + \theta_{bL})}{+ E_s \sin(\theta_{v2} + \theta_{bL})} \quad (11) \end{aligned}$$

$$\theta_v = \theta_{v1} + \theta_{v2} + \theta_{v3} \quad (12)$$

したがって、(12) 式において、 θ_v に (7)、(8) 式から求めた θ_{vl} を代入した式を満足する θ_{v2} の値を β とすると、定態安定極限同期電動機電力 (P_{rs1}) および極限全電力 (P_{rt1}) は、次の式で与えられる。

$$\begin{aligned} P_{rs1} = & (E_r/B_L) \{ E_s \cos(\theta_{bL} - \beta) \\ & + E_r A_4 \cos(\pi + \theta_{a4} - \theta_{bL}) \} \quad (13) \end{aligned}$$

$$P_{rt1} = P_{rs1} + \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} E_r^2 \quad (14)$$

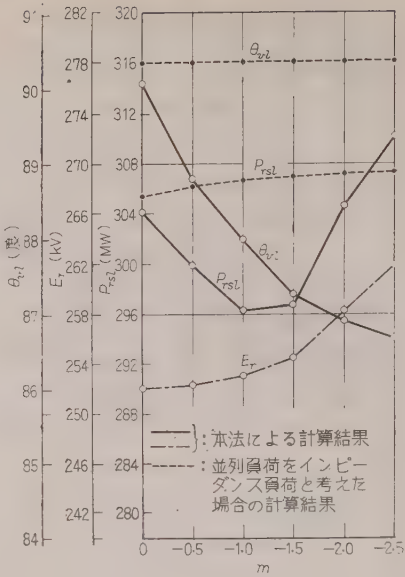
5. 多機問題について

以上は、2 機問題について述べたのであるが、発電所群が一つの等価電源として置き換えられない場合は次のようになる。

(5・1) 3, 4 機問題 たとえば、受電端に 1, 2 箇所の大電力発電所があるか、または、送電線の中に 1, 2 箇所の発電所群を有するかして、しかも見掛けのモーメント/各機のモーメントの和 $\approx 1^{(5)}$ の条件を満足しないような場合の安定条件は、これを 4 機

第 1 表

系 統 電 圧 275~250 kV	
周 波 数	60 c/s
(1) 発 電 所	
(a) 発電機単位容量	40,000 kVA
" 台数	12
" リアクタンス (同期)	60 %
" 単位慣性定数	3.0 kW-s/kVA
(b) 変圧器単位容量	80,000 kVA
" 相数	3
" 台数	6
" リアクタンス	15 %
(2) 送 電 線	
(a) 電 線	ACSR
" 断面積	520 mm ²
" 外径	31.5 mm
" 相等間隔	11.57 m
(b) 回 線 数	2
(c) こ う 長	350 km
(3) 変 電 所	
(a) 変圧器単位容量	80,000 kVA
一次	"
二次	50,000 kVA
三次	
変圧器相数	3
" 台数	6
" リアクタンス	15 %
一次	0 %
二次	5 %
三次	
(b) 調相機容量	320,000 kVA
" リアクタンス (同期)	80 %
" 単位慣性定数	1.5 kW-s/kVA
(4) 負荷系統	
(a) 同期電動機容量	600,000 kVA
" リアクタンス (同期)	70 %
" 単位慣性定数	1.0 kW-s/kVA



第 2 図

付近の値をとっている。 $(n \neq 0)$ なので、この影響により若干異なっている m が小になるにしたがって、その差は大きくなり、 $m = -2.5$ の場合においてはインピーダンス負荷の場合より相当小さくなっている。

(b) 極限同期電動機電力について 極限同期電動機電力についても、位相角と同様 m の値によってかなりの変化があり、 $m = -1.0 \sim -1.5$ 付近 (実際の負荷においても、この付近がもっとも多いと思われる) において最小の値をとっている。位相角が単調減少の傾向にあるのに、極限電動機電力が極値をもっている理由は、前述のように極限電動機電力を決定する他の一つの要素である受電電圧が、位相角の傾向とは逆に m の減少につれて若干大きくなる傾向にあるからである。さらに、インピーダンス負荷の場合の極限電動機電力と比較すると、 $m = 0$ においては、位相角の場合と同様ほとんど等しく (n による影響により多少異なることは位相角の場合と同様である)

m が小になるにつれて、本法による結果のほうが次第に小になり、 $m = -1.0 \sim -1.5$ においてその差が最大となる。 m がある程度減少すると逆にインピーダンス負荷とした場合のほうが小になってくる。 m がさらに小になるにしたがって、この傾向が著しくなることは曲線の形状から予想される。

なお、第 2 図に折線を用いたのは、 m の値の各場合について、それぞれ適当と思われる各定数を定めてい

第 2 表						
m	0	-0.5	-1.0	-1.5	-2.0	-2.5
n	-2.0	-1.95	-1.90	-1.85	-1.80	-1.70
K_{i1}	16.93×10^{-4}	16.93×10^{-4}	16.93×10^{-4}	16.93×10^{-4}	16.93×10^{-4}	16.93×10^{-4}
K_{i2}	2.71×10^{-8}	5.65×10^{-7}	1.18×10^{-6}	2.45×10^{-4}	5.11×10^{-3}	1.40×10^{-1}

なインピーダンス負荷とした場合の極限位相角と比較すると、 $m = 0$ においては、本法による結果のほうが若干小さくでているが、その差は小さく、ともに 90°

るので、これらの各場合について m の値は、いわば離散的であり、その中間の値は厳密な意味において変数間の関係を示していないと考えられるからである。

7. む す び

(1) 安定極限近傍における位相角の変化による受電電圧および並列負荷アドミタンス（したがって、自己および相互アドミタンス）の変動の影響を考慮した場合の極限位相角および極限同期電動機電力について述べ、さらに並列負荷を定インピーダンス負荷と考えた場合と比較、検討した。計算例の結果は、位相角については、本法によるほうが全般的に小さく、誘導機負荷の割合が増加するにつれて、その差は増大することを示し、同期電動機電力については、負荷の種類とその割合によって一概にはいえないが、一般に本法によるほうが小さく、しかも実際の系統運転においてもっと多くの部分をしめると考えられる負荷状態において、その差が最大であることを示した。

(2) 実際の系統運用方面から、新負荷の投入または負荷の開放など並列負荷アドミタンス自身に変化する場合について考えた。すなわち、この場合は並列負荷アドミタンスの係数を、負荷の増減に応じた変定数と考え、同理論を適用することによって処理することができることを述べた。

(3) 本方法は、多機問題に拡張できることを述べたが、機数が多くなると計算が格段に複雑になるので、できうるかぎり等価電源のおき換えが望ましい。

終りに、本研究にあたりご指導を賜わった東京大学福田節雄教授に深謝するとともに、種々ご教示ご検討をいただいた電気試験所日高一彦電力第一課長、堀米孝研究官および本学今川文雄教授ならびに計算その他に尽力された本研究室卒業生諸君に厚く謝意を表します。（昭和 35 年 4 月 8 日受付、同 36 年 3 月 6 日再受付）

文 献

- (1) 森：電学論 1, 123 (昭 15)
- (2) 山田・村山：電学論 1, 236 (昭 15)
- (3) 植野・石塚：電学論 3, 26 (昭 17)
- (4) 山田：昭 24 東京支部連大 B 13
- (5) 益子・中村・藤村・中西：電学誌 77, 825 (昭 32)
- (6) 植野・高橋：昭 25 連大 B 2.4
- (7) 梅津：電工論 1, 239 (昭 25)
- (8) 梅津：昭 30 連大 358
- (9) Crary: Power System Stability 1, 170

付 録

(1) (6) 式について

P_s', P_r' : 送受電端同期機の機械的入力

$\dot{Y}_{aa} = Y_{aa}(\cos \phi_{aa} + j \sin \phi_{aa})$

$\dot{Y}_{bb}, \dot{Y}_{ab}$: 自己および相互アドミタンス

とすると、運動の方程式は

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_v^2}{dt^2} = & \pi f \left[\left(\frac{P_s'}{W_s} - \frac{P_r'}{W_r} \right) + \left(\frac{Y_{bb} E_r'^2}{W_r} \cos \phi_{bb} \right. \right. \\ & \left. \left. - \frac{Y_{aa} E_s'^2}{W_s} \cos \phi_{aa} \right) + Y_{ab} E_s' E_r' \right. \\ & \times \left\{ \left(\frac{1}{W_s} - \frac{1}{W_r} \right) \cos \phi_{ab} \cos \theta_v \right. \\ & \left. \left. + \left(\frac{1}{W_s} + \frac{1}{W_r} \right) \sin \phi_{ab} \sin \theta_v \right\} \right] \dots \dots (\text{付 } 1) \end{aligned}$$

(付 1) 式に

$$\begin{aligned} Y_{ab} \cos \phi_{ab} = & \frac{B_1 + B_2 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i}}{K} * \\ & + B_3 \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \\ * & \frac{-\{B_4 + B_5 \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \\ Y_{ab} \sin \phi_{ab} = & \frac{K}{K} * \\ & + B_6 \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i}\}}{K} \\ Y_{aa} \cos \phi_{aa} = & [E_1 + E_2 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \}^2 \\ & + E_3 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 \\ & + E_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & + E_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \\ & + E_6 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & \times \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}] / K \\ Y_{bb} \cos \phi_{bb} = & [F_1 + F_2 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \}^2 \\ & + F_3 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 \\ & + F_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & + F_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \\ & + F_6 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & \times \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}] / K \end{aligned}$$

ただし、

$$\begin{aligned} K = & K_1 + K_2 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \}^2 \\ & + K_3 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \}^2 \\ & + K_4 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & + K_5 \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \\ & + K_6 \{ \sum_i K_{i1} (E_r/E_{r0})^{m_i} \} \\ & \times \{ \sum_i K_{i2} (E_r/E_{r0})^{n_i} \} \end{aligned}$$

を代入して、極限条件を求めると (6) 式が得られる。

(2) 付録 (1) の諸定数について

$$B_1 = b_L - Z_g d_L' - Z_{mc} a_L' - Z_{mc} Z_g C_L$$

$$B_2 = -(Z_{mc} b_L' + Z_g Z_{mc} d_L)$$

$$B_3 = Z_g Z_{mc} d_L' - Z_{mc} b_L$$

$$B_4 = b_L' + Z_g d_L + Z_{mc} a_L + Z_g Z_{mc} C_L'$$

$$B_5 = Z_{mc} b_L - Z_g Z_{mc} d_L'$$

$$B_6 = -(Z_{mc} b_L' + Z_g Z_{mc} d_L)$$

$$E_1 = (d_L - Z_{mc} C_L') B_1 + (d_L' + Z_{mc} C_L) B_4$$

$$E_2 = -Z_{mc} d_L' B_2 + Z_{mc} d_L B_5$$

$$E_3 = -(Z_{mc} d_L B_3 + Z_{mc} d_L' B_6)$$

$$E_4 = (d_L - Z_{mc} C_L') B_2 - Z_{mc} d_L' B_1 \\ + (d_L' + Z_{mc} C_L) B_5 + Z_{mc} d_L B_4$$

$$E_5 = (d_L - Z_{mc} C_L') B_3 - Z_{mc} d_L B_1 \\ + (d_L' + Z_{mc} C_L) B_6 - Z_{mc} d_L' B_4$$

$$E_6 = -Z_{mc} d_L' B_3 - Z_{mc} d_L B_2 \\ + Z_{mc} d_L B_6 - Z_{mc} d_L' B_5$$

$$F_1 = (a_L - Z_g C_L') B_1 + (a_L' + Z_g C_L) B_4$$

$$F_2 = (b_L - Z_g d_L') B_2 + (b_L' + Z_g d_L) B_5$$

$$F_3 = -(b_L' + Z_g d_L) B_3 + (b_L - Z_g d_L') B_6$$

$$F_4 = (b_L - Z_g d_L') B_1 + (a_L - Z_g C_L') B_2 \\ + (a_L' + Z_g C_L) B_5 + (b_L' + Z_g d_L) B_4$$

$$F_5 = (a_L - Z_g C_L') B_3 - (b_L' + Z_g d_L) B_1 \\ + (a_L' + Z_g C_L) B_6 + (b_L - Z_g d_L') B_4$$

$$F_6 = (b_L - Z_g d_L') B_3 - (b_L' + Z_g d_L) B_2 \\ + (b_L' + Z_g d_L) B_6 + (b_L - Z_g d_L') B_5$$

$$K_1 = B_1^2 + B_4^2, \quad K_2 = B_2^2 + B_5^2$$

$$K_3 = B_3^2 + B_6^2, \quad K_4 = 2(B_1 B_2 + B_4 B_5)$$

$$K_5 = 2(B_1 B_3 + B_4 B_6), \quad K_6 = 2(B_2 B_3 + B_5 B_6)$$

(3) (8) 式の諸定数について

$$A_1' = (b_L - Z_g d_L') E_r', \quad A_2' = (b_L + Z_g d_L) E_r'$$

$$B_1' = (b_L - Z_g d_L') - Z_{mc} (a_L' + Z_g C_L),$$

$$B_2' = -Z_{mc} (b_L' + Z_g d_L), \quad B_3' = -Z_{mc} (b_L - Z_g d_L')$$

$$B_4' = (b_L' + Z_g d_L) + Z_{mc} (a_L - Z_g C_L'),$$

$$B_5' = Z_{mc} (b_L - Z_g d_L'), \quad B_6' = -Z_{mc} (b_L' + Z_g d_L)$$

(4) (9) 式の諸定数について

$$L = Z_{mc} E_s' G, \quad M = Z_{mc} E_s' H$$

$$N = G A_1' + H A_2', \quad R = G A_1' - H A_2'$$

$$S = 1/(G^2 + H^2)^2$$

$$G = (b_L - Z_g d_L') - Z_{mc} (a_L + Z_g C_L) \\ - Z_{mc} (b_L' + Z_g d_L) y_r - Z_{mc} (b_L - Z_g d_L') y_r'$$

$$H = (b_L' + Z_g d_L) + Z_{mc} (a_L - Z_g C_L') \\ + Z_{mc} (b_L - Z_g d_L') y_r - Z_{mc} (b_L' + Z_g d_L) y_r'$$

UDC 621.376.3 : 621.318.43

微小直流信号を扱う倍周波磁気変調器*

資料・論文

36-106

正員 寺 島 諒† 正員 松 尾 正 之†

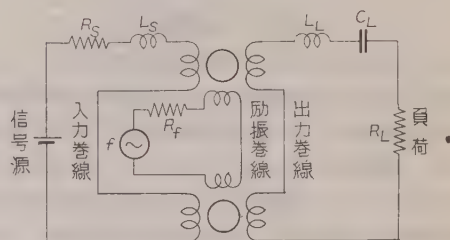
1. 結 言

倍周波磁気変調器は、磁心の $B-H$ 特性が原点对称であることを利用した直流交流変換用の変調器であって、零精度がきわめてよいことが知られている。⁽¹⁾⁽²⁾ その用途は低インピーダンスのメカニカルチョッパとほぼ同様であって、熱電対出力のような低インピーダンスの直流信号の検出に適しているが、変調器本来の零精度を活かそうとすると装置が複雑になるため、現在はあまり利用されていない。しかし、この変調器は機械的接点を持たないため、長い寿命が期待できる点ですぐれており、自動制御や計測機器において特に高い信頼性を要求される場合には注目すべき価値がある。また、この変調器は電流検出器としての多くの特徴を備えているから、定電流装置における誤差電流検出器などにも将来多く利用されるようになるであろう。

そこで本稿ではできるだけ零精度のよい変調増幅器を実現することを第一の目標とし、装置設計の際にしばしば悩まされる変調器付帯回路（増幅器、励振電源など）の倍周波ひずみを避ける有効な手段として、フィルタを変調器に直接結合する方式を取り上げ、変調器の動作解析を行い、その結果を実験により確かめた。また実際に変調増幅器を試作し、容易に装置の零精度を変調器の限界精度まで上げうることを明らかにした。試作器では変調磁心の発する雑音をそのまま観測できるので、これを利用してパーマロイ系の磁心につき雑音を観察し、二三の興味ある結果を得た。さらに磁心の励振方法について検討し、低インピーダンス電源による励振法が有利であることが明らかになったので、解析と実験を試みた。

2. 変調器および変調増幅器の構成

本稿で扱う変調器の原理図を第1図に示す。この変調器は信号源、変調リアクトルおよび負荷が並列に接続されているが、3者を直列に接続したものもある。⁽¹⁾⁽³⁾ ここで特に並列形を取り上げた理由は入力、出力巻線を別にすることができ、各巻線を自由に接地



第1図 変調器の原理図

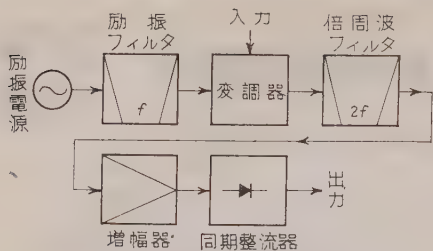
できるなどの点で微小信号用の変調器として有利であるからである。第1図の変調器の動作を要約すると次のとおりである。

2個の変調磁心にはそれぞれ励振、入力、出力の3組の巻線がしてあり、励振巻線は他の巻線に対して差動につないである。磁心は励振電源 (f) により正負に充分飽和するよう励振される。入力巻線に直流信号が加わると出力巻線に入力に相当した偶数調波が現われる。このうち倍周波分 ($2f$) の電流を直列共振素子 L_L および C_L で選択して負荷 R_L に与える。実際には倍周波出力をさらに増幅、復調することにより変調増幅の目的が達せられる。入力回路の L_S は奇数調波（磁心の不平衡分）および偶数調波を阻止するためのチョークコイルを示し、 R_S は入力回路の全抵抗を示す。

倍周波磁気変調器では磁心の $B-H$ 特性が原点对称である限り、各磁心が平衡変調器としての性質を持ち、入力零のとき出力（倍周波）も零となる。したがって、この変調器は原理的には磁心1個で構成できる。ただし、この場合には励振基本波および奇数調波がそのまま増幅器に加わり、増幅器の非対称、非直線性により不正倍周波を生じ装置の零精度を著しく悪くする。この欠点を除くために第1図のような磁心対の差動結線法が用いられている。しかし、この方法を用いても実現できる磁心の平衡度に限度があるため装置の零精度を磁心の雑音レベルまで上げることは容易でない。磁心雑音と励振波のレベルの差は 130 dB 程度であるが、実用上磁心の平衡度は 50 dB 程度が限度であるから、縦続する増幅器に対して差し引き -80 dB 以下の偶数調波ひずみ率を期待しなければならない。このひずみ率を実現するもっとも効果のある方法は装置

* Second-Harmonic Type Magnetic Modulator for Small DC Signal Amplifications. By M. TERAJIMA, Member & T. MATSUO, Member (Faculty of Technology, Tohoku University).

† 東北大学工学部



第2図 変調増幅器の構成

を第2図のような構成にすることである。変調器に接続する倍周波フィルタにより磁心の不平衡分は取り除かれ、増幅器のひずみ率が多少悪くとも不正倍周波を生じない。また、励振波に含まれる倍周波ひずみも零精度悪化の一因となるので、第2図では励振フィルタをそう入してこれを除いている。

第2図で注意すべき点は、変調器とフィルタの結合部およびフィルタ内部に真空管、トランジスタなどの整流性のある素子を含んではならないことである。フィルタ素子として磁心入りインダクタンス素子を使用するときは、磁心の発するひずみにも注意しなければならないが、これは変調器と同様 $B-H$ 特性の点対称性に依存してきわめてわずかな値にすることが可能である。

3. 変調器の動作解析

従来行われていた変調器の動作解析の方法は、磁心の $B-H$ 特性を折線その他の簡単な一価関数で近似し、磁界を正弦波、三角波などで振って出力開放電圧中の倍周波分を計算する方法であった。⁽¹⁾⁽⁴⁾しかし、ヒステリシスを無視して特性を一価関数で近似することは多少無理であり、入出力回路に関しては解析と実験の結果があまりよく一致しない。さらに第2図のように変調器とフィルタを直接結合する場合には、フィルタの入力インピーダンスが変調器の負荷となるので、出力開放電圧を求めてもその結果はあまり役に立たない。

以上の不つづろを避けるため、本稿では変調リアクトルを可変インダクタンスとみなし、小信号の仮定のもとに解析を行う。

(3・1) 回路方程式 解析を行うにあたって磁心は次の条件のもとに動作しているものとする。

(i) 磁心は正負に充分飽和するよう大振幅で励振される。この条件は磁心のメモリー（残留磁気）効果を防ぐために必要である。

(ii) 信号振幅は励振振幅にくらべて充分小さい。

磁心のうず電流を無視すると、上の条件下では磁心の $B-H$ 動作点は常に最大ヒステリシスループ上にあ

り、小ループを描くことはないから、磁心の微分導磁率も第3図のように、励振磁界に対して単なる二価関数で表示できる。したがって励振波中に偶数調波を含まないとすれば、出力巻線の微分インダクタンス $L(t)$ は、フーリエ級数に展開して次式で表わされる。

$$L(t) = L_0 + \frac{L_2}{2} \varepsilon j 2\omega t + \frac{L_2}{2} \varepsilon - j 2\omega t + \frac{L_4}{2} \varepsilon j 4\omega t + \frac{L_4^*}{2} \varepsilon - j 4\omega t + \frac{L_6}{2} \varepsilon j 6\omega t + \frac{L_6^*}{2} \varepsilon - j 6\omega t + \dots \quad (1)$$

ただし、 ω : 励振角周波数、 $*$: 共役複素数

(1) 式は第3図が縦軸に対して対称であるため、偶数次の項だけからなる。係数のうち L_0 は $L(t)$ が実数であるため実数である。 L_2, L_4, L_6 などは一般に複素数であるが、(1) 式においては後の計算のつづろ上 L_2 が実数となるよう時間原点が選ばれているものとする。したがって第3項の L_2 には共役記号を要しない。

第1図において簡単のため、入力および出力巻線数を等しいとし、入力信号角周波数を $p(p < \omega)$ とする。チョークコイルおよび直列共振回路の選択性により入力回路には p 、出力回路には変調積 $2\omega \pm p$ の電流だけが流れるとし、両電流の和を $i(t)$ とすれば、 $i(t)$ は次式で表わされる。

$$i(t) = \mathcal{R}\{I_p \varepsilon j p t + I_{2\omega-p} \varepsilon j (2\omega-p)t + I_{2\omega+p} \varepsilon j (2\omega+p)t\} \quad (2)$$

\mathcal{R} は実数部だけををとることを示す。 $I_p, I_{2\omega-p}, I_{2\omega+p}$ は複素数である。

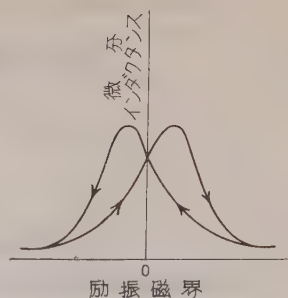
一方、入力および出力巻線に誘起する電圧 $e(t)$ は次式で表わされる。

$$e(t) = \frac{d}{dt} \{L(t)i(t)\} \quad (3)$$

$e(t)$ は多数の変調積を含むが、これらのうち $p, 2\omega \pm p$ 成分だけに着目すると次のように表わされる。

$$e(t) = \mathcal{R}\{E_p \varepsilon j p t + E_{2\omega-p} \varepsilon j (2\omega-p)t + E_{2\omega+p} \varepsilon j (2\omega+p)t + \dots\} \quad (4)$$

$E_p, E_{2\omega-p}, E_{2\omega+p}$ は複素数である。(1) 式、(2) 式および (4) 式を (3) 式に代入して整理すると次の式を

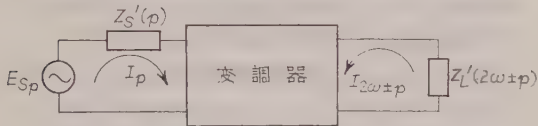


第3図 励振磁界と微分インダクタンスの関係

得る。

$$\begin{bmatrix} E_p \\ E_{2\omega-p}^* \\ E_{2\omega+p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} jpL_0 & jpL_2/2 & jpL_2/2 \\ -j(2\omega-p)L_2/2 & -j(2\omega-p)L_0 & -j(2\omega-p)L_4^*/2 \\ j(2\omega+p)L_2/2 & j(2\omega+p)L_4/2 & j(2\omega+p)L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_{2\omega-p}^* \\ I_{2\omega+p} \end{bmatrix} \dots\dots (5)$$

次に、第1図を励振電流源を変調器内に含めて第4図のように一般化する。 E_{Sp} は信号電圧、 Z_S' 、 Z_L' は入力、出力回路に接続されたインピーダンスで、(2)式のところで述べた周波数選択の条件を満足すればいい。



第4図 変調器とその外部回路

なるものでもよい。第4図において変調器の外部回路について電圧電流の関係を求めると、次のようになる。

$$\begin{aligned} E_p &= E_{Sp} - Z_S'(p)I_p \\ E_{2\omega-p} &= -Z_L'(2\omega-p)I_{2\omega-p} \\ E_{2\omega+p} &= -Z_L'(2\omega+p)I_{2\omega+p} \dots\dots (6) \end{aligned}$$

さらに(6)式を(5)式に代入すれば、第4図の回路方程式として次式を得る。

$$\begin{bmatrix} Z_S(p) & jpL_2/2 \\ -j(2\omega-p)L_2/2 & Z_L^*(2\omega-p) \\ j(2\omega+p)L_2/2 & j(2\omega+p)L_4/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_{2\omega-p}^* \\ I_{2\omega+p} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{Sp} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (7)$$

ただし、

$$\begin{aligned} Z_S(p) &= jpL_0 + Z_S'(p) \\ Z_L(2\omega-p) &= j(2\omega-p)L_0 + Z_L'(2\omega-p) \\ Z_L(2\omega+p) &= j(2\omega+p)L_0 + Z_L'(2\omega+p) \end{aligned}$$

(3.2) 直流信号に対する伝達インピーダンスおよび電力利得 (7)式で入力信号を直流($p=0$)とすると次式を得る。ただし、 E_{S0} は直流信号電圧である。

$$\begin{bmatrix} R_S & 0 & 0 \\ -j\omega L_2 & Z_L^*(2\omega) & -j\omega L_4^* \\ j\omega L_2 & j\omega L_4 & Z_L(2\omega) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_0 \\ I_{2\omega-0}^* \\ I_{2\omega+0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_{S0} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \dots\dots (8)$$

ここで変調器の入力出力間の伝達インピーダンス Z_T を、 $Z_T = E_{S0}/(I_{2\omega-0} + I_{2\omega+0}) = E_{S0}/2 I_{2\omega}$ で定義すると、(8)式より

$$Z_T = \frac{R_S \{ |Z_L(2\omega)|^2 - \omega^2 |L_4|^2 \}}{-j2\omega L_2 \{ Z_L^*(2\omega) + j\omega L_4 \}} \dots\dots (9)$$

となる。第1図において出力回路が変調器の L_0 を含んで 2ω に共振し、 2ω におけるインピーダンスが R_L であるとすれば(9)式は

$$Z_T = \frac{R_S \{ R_L^2 - \omega^2 |L_4|^2 \}}{-j2\omega L_2 (R_L + j\omega L_4)} \dots\dots (10)$$

となる。次に入力回路で直流信号のとき整合が行われ、信号源の内部抵抗および変調器の抵抗がともに $R_S/2$ であるとすれば、信号源の出しうる最大電力 P_1 は

$$P_1 = E_{S0}^2/2 R_S \dots\dots (11)$$

となる。一方、変調出力 P_2 は

$$P_2 = E_{S0}^2 R_L/2 |Z_T|^2 \dots\dots (12)$$

で表わされるから、変調器の電力利得 G_0 は次式で与えられる。

$$G_0 = \frac{P_2}{P_1} = \frac{4 R_L \omega^2 L_2^2 |R_L + j\omega L_4|^2}{R_S \{ R_L^2 - \omega^2 |L_4|^2 \}^2} \dots\dots (13)$$

インダクタンス係数のうち L_2 は、直流から倍周波への周波数変換に直接あずかる重要な係数であるが、 L_4 は変調器の動作上不必要な係数であって、以下に

述べるようにパラメータ発振の領域を作るからむしろ望ましくない。しかし L_4 を零にすることは事実上困難であるから、解析にあたってこれを無視することはできない。

(13)式において、もし $R_L = \omega |L_4|$ であれば $G_0 \rightarrow \infty$ となる。この点を臨界点として $R_L < \omega |L_4|$ なる領域では、変調器出力回路に倍周波のパラメータ発振が起り、(13)式は物理的意味を失う。したがって、変調器が安定に動作する条件は $R_L > \omega |L_4|$ で与えられる。

(3.3) フィルタ負荷の場合の安定条件 前節の安定条件は第1図のような単一共振負荷の場合の条件であるが、フィルタ負荷の場合には安定条件はやや複雑であって、 $2\omega \pm p$ のような2周波の発振が同時に起る場合があるので、安定条件を別に求める必要がある。

(7)式において $p \ll 2\omega$ とし、 $Z_S(p)$ が充分大きいとすると、出力電流は次のようになる。

$$I_{2\omega-p}^* \approx \frac{j\omega L_2 \{ Z_L(2\omega+p) - j\omega L_4^* \}}{\bar{Z}_S(p) \{ Z_L^*(2\omega-p) Z_L(2\omega+p) - \omega^2 |L_4|^2 \}} E_{Sp}$$

$$I_{2\omega+p} \approx \frac{-j\omega L_2 \{Z_L^*(2\omega-p) + j\omega L_4\}}{Z_S(p) \{Z_L^*(2\omega-p) Z_L(2\omega+p) - \omega^2 |L_4|^2\}} E_{Sp} \quad (14)$$

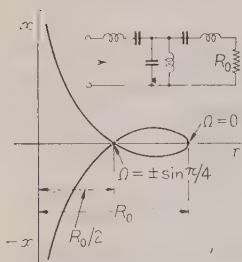
さらに、フィルタの入力インピーダンスが 2ω を中心として、その付近で近似的に対称であるとすれば、 $Z_L^*(2\omega-p) \approx Z_L(2\omega+p)$ となり、(14) 式は

$$I_{2\omega-p}^* \approx \frac{j\omega L_2 \{Z_L(2\omega+p)\}^*}{Z_S(p) \{Z_L(2\omega+p) - \omega |L_4|\}^*} \times \frac{-j\omega L_4^*}{\{Z_L(2\omega+p) + \omega |L_4|\}^*} E_{Sp}$$

$$I_{2\omega+p} \approx \frac{-j\omega L_2 \{Z_L(2\omega+p)\}^*}{Z_S(p) \{Z_L(2\omega+p) - \omega |L_4|\}^*} \times \frac{+j\omega L_4}{\{Z_L(2\omega+p) + \omega |L_4|\}^*} E_{Sp} \quad (15)$$

となる。(15) 式の分母に注目して、ある周波数 p_0 ($p_0 \neq 0$) で $Z_L(2\omega+p)$ が純抵抗となり、かつまた $Z_L(2\omega+p) = \omega |L_4|$ となったとすれば、出力電流は無限大となる。すなわち、この点が共振臨界点であり、共振周波数は $2\omega+p_0$, $2\omega-p_0$ なる 2 周波である。 $Z_L(2\omega+p_0) > 0$ であるから、安定条件は $Z_L(2\omega+p_0) > \omega |L_4|$ で与えられる。 p_0 以外の周波数でも Z_L が純抵抗となる場合には、それらのうち最小の抵抗を与える周波数において上の安定条件が満足されなければならない。

一例として、第 5 図に示すような定 K 形帯域フィルタ 1 セクションをその公称抵抗で終端し、これを



第 5 図 フィルタの入力インピーダンス軌跡

変調器に負荷した場合を考えよう。フィルタに損失がないとすると、入力インピーダンスは第 5 図のようである。したがって、安定条件は $R_0/2 > \omega |L_4|$ となる。ただし R_0 は公称抵抗である。臨界点における周波数は、

フィルタの正規化周波数を Q として、 $Q = \pm \sin \pi/4$ なる 2 周波で与えられる。

なお、 $Z_L^*(2\omega-p) \approx Z_L(2\omega+p)$ なる近似が適用できない場合には $\bar{Z}_L^2 = Z_L^*(2\omega-p) Z_L(2\omega+p)$ なるインピーダンス \bar{Z}_L を導入すれば、(14) 式の分母は次のようになる。

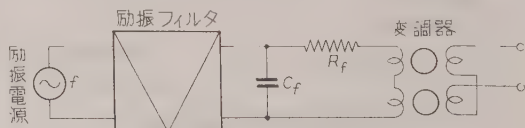
$$Z_S(p) (\bar{Z}_L - \omega |L_4|) (\bar{Z}_L + \omega |L_4|)$$

ゆえに、実数部を正とするよう \bar{Z}_L を選べば、安定条件は \bar{Z}_L を最小の抵抗とする周波数において $\bar{Z}_L > \omega |L_4|$ なることである。

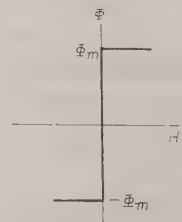
(3.4) 変調器の励振方法 変調器は励振フィルタの出力で励振されるので、フィルタの種類により励振の形式が異なってくる。フィルタの出力インピーダンスが高調波に対して高い値を示せば、電流が正弦波となるような励振が行われ、逆に低い値を示せば電圧が正弦波となるような励振が行われる。ここでは仮に前者を電流励振、後者を電圧励振と呼ぶことにする。

従来行われていた変調器の解析の方法は、この章の初めに述べたように、もっぱら電流励振の方法によっていた。これは単に考察が簡単であるという理由によるものと思われるが、この方法では残留磁気効果を軽減するために、励振振幅を増そうとすると、磁心の不飽和期間が短くなり、 $L(t)$ が細いパルス状となり、 L_2 が減少し感度が低下するという欠点がある。これに反して電圧励振の場合には、不飽和期間はおもに励振電圧によって決まり、飽和後の電流は励振電圧と回路の直列抵抗によって決まるので、励振電圧を一定とし、直列抵抗を減らすことにより、 $L(t)$ の波形を変えないで飽和電流を増すことができる。すなわち、感度を低下せずに励振振幅を増すことができる。以上の理由から本稿では電圧励振の場合を取り上げ考察を進める。

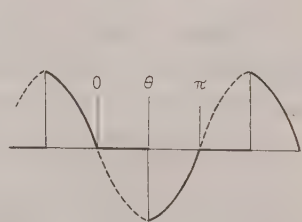
励振フィルタは変調器所要の励振電力を効率よく伝送しなければならない。しかるに変調器の励振インピーダンスは誘導性であるから、これを直接フィルタに負荷すると無効電力のために伝送効率が悪くなる。この不つごうを除くため、第 6 図のようにフィルタ終端に進相コンデンサ C_f をそう入し、励振基本波に対し



第 6 図 励振フィルタと変調器の結合法



第 7 図 理想的な磁化曲線



第 8 図 R_f の電流波形

て変調器の実効インダクタンスと共振させる。この C_f の値は磁心の磁化特性が第7図のように理想的な特性であり、励振電圧 (C_f 両端の電圧) が正弦波であれば、次のようにして容易に計算できる。

R_f を流れる電流波形は第8図のごとくである。この電流の基本波を励振電圧と同相な成分と 90° 遅れ成分に分解し、その波高値をそれぞれ I_i, I_q とすると、これらは次式で与えられる。

$$I_i = \frac{E_f}{\pi R_f} \left(\pi - \theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \dots\dots\dots (16)$$

$$I_q = \frac{E_f}{\pi R_f} \sin^2 \theta \dots\dots\dots (17)$$

ただし、 E_f : 励振電圧波高値、 R_f : 直列抵抗、 θ : 第8図における点弧角

I_q と C_f に流れる電流を等しいものとすれば $I_q = \omega C_f E_f$ となり、フィルタ負荷は基本波に対して純抵抗となる。この抵抗を R_{of} とすれば (16) 式より

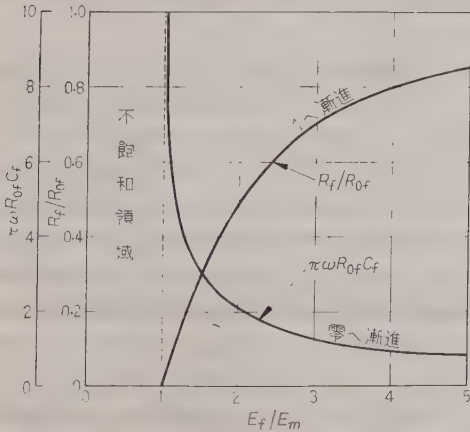
$$R_{of} = R_f \pi \left(\pi - \theta + \frac{1}{2} \sin 2\theta \right) \dots\dots\dots (18)$$

$$C_f = \sin^2 \theta / \pi \omega R_f \dots\dots\dots (19)$$

となる。一方、磁心2個分の飽和磁束を Φ_m とし、励振巻線数を N_f とすれば

$$N_f \Phi_m = \frac{E_f}{2\omega} (1 - \cos \theta) \dots\dots\dots (20)$$

となる。抵抗 R_{of} でフィルタを正規に終端することを考えれば、 R_{of} はフィルタによって与えられるから、上の3式より θ を消去して E_f, R_f, C_f の関係が求まる。その結果を第9図に示す。図の E_m は磁心の飽和電圧である。同図を用いれば E_f, R_f, C_f のうちいずれか一つを与えて他の二つを求めることができる。



第9図 E_f, R_f, C_f の関係

4. 実 験

前章の解析結果を確かめるために行った実験の結果について述べる。使用した変調磁心は第1表のごとくであり、励振周波数は1kcである。

第1表 変調磁心の諸定数

形 状	巻 鉄 心	重 量	27 g
材 質	TMC (東北金属工業)	磁束密度†	0.42 Wb/m ²
外 径	35 mm	抗 磁 力*	0.06 AT/cm
内 径	25 mm	損 失*	約 0.1 W
高 さ	10 mm	励 振 巻 線	80 回
テ ー プ 厚	0.025 mm	入, 出力巻線	28 回

* 1,000 c/s におけるヒステリシスループより求めた値

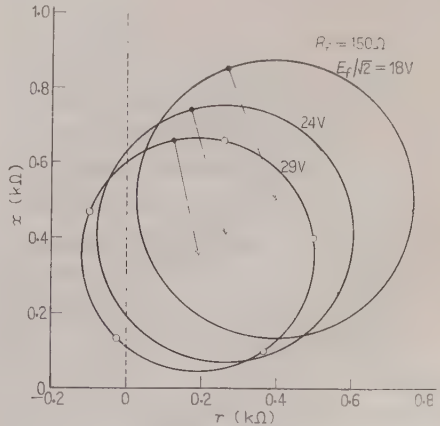
† 0.3 AT/cm における値

(4.1) L_0, L_2, L_4 の値 L_0, L_4 はパラメトロンの定数測定法⁽⁵⁾と同様に、次のようにして求まる。すなわち、(5)式の第2行または第3行において $p=0$ とすると、変調器の倍周波における出力インピーダンス Z_0 は次のように表わされる。

$$Z_0 = E_{2\omega} / I_{2\omega} = j 2 \omega L_0 + j \omega L_4 e^{-j 2 \varphi} \dots\dots (21)$$

ただし、 φ : $I_{2\omega}$ の位相角

上式より Z_0 は φ をパラメータとして円軌跡を描くから、これより L_0, L_4 の値が求まる。第10図は前記磁心につき Z_0 を測定した結果である。測定にはインピーダンスブリッジを使用した。ブリッジの比例辺および検出辺の抵抗は充分大きくし、変調器に測定電源からの倍周波だけが流れるようにしてある。 Z_0 は E_f と R_f によって変わるが、第10図は R_f を一定とし E_f を変えた場合を示している。円上の黒点は L_2 を実数とする位相における Z_0 の値を示す。したがって、円の原点から黒点にいたるベクトルが $j \omega L_4$ を表

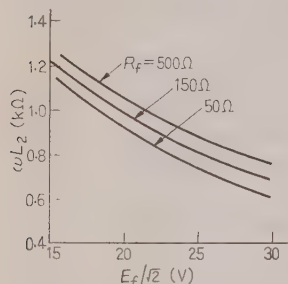


第10図 変調器出力インピーダンスの軌跡

わす。磁心にうず電流損がない場合には L_0 は実数であるから、円の原点は虚軸上にあるはずであって、このことはフェライト磁心に関する別の実験により確かめられている。⁽⁶⁾ うず電流損のある場合には、円の原点は第 10 図のように虚軸を離れて現われる。この場合には (21) 式は次のように書き直される。

$$Z_0 = R_e + j2\omega L_0' + j\omega L_4' e^{-j2\phi} \dots\dots\dots (22)$$

第 10 図からは上式の R_e , L_0' , L_4' が求まる。

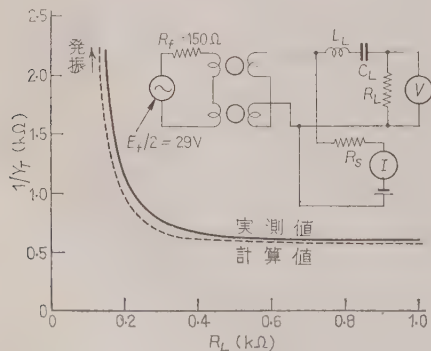


第 11 図 E_f と ωL_2 の関係

一方, L_2 は直流信号と出力開放電圧中の倍周波成分との比で与えられ、その測定結果は第 11 図のごとくである。この実験では簡単のため出力巻線と入力巻線を共通にしてある。

R_f を大幅に変えても ωL_2 の変化はわずかであって、(3・4) 節の考察が実験的に確かめられた。

(4・2) 直流信号に対する伝達特性 第 12 図は同図の回路を用いて、変調器の入力直流電流から出力倍周波電圧までの伝達アドミタンス Y_T を測定した結果である。入力回路は実験の便宜上チョークコイルの代わりに高抵抗をそう入してこれを R_s とする。図に見られるように、負荷 R_L の減少とともに $1/Y_T$ は増加し臨界点を経て発振領域にはいる。図の点線は前章の結果を利用して計算により求めた特性で、実験値とよく一致している。計算の方法は、(10) 式を変形し、 R_e が R_L と直列にはいるものとして伝達アドミタンス Y_T を次式のように求め、これに実測した R_e , L_0' , L_2' および L_4' を代入する。

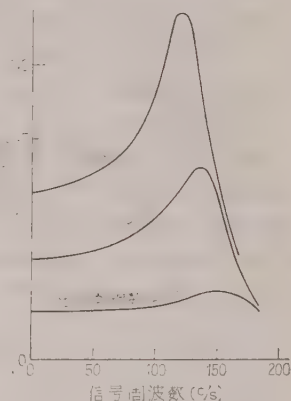


第 12 図 直流信号に対する変調器の伝達特性

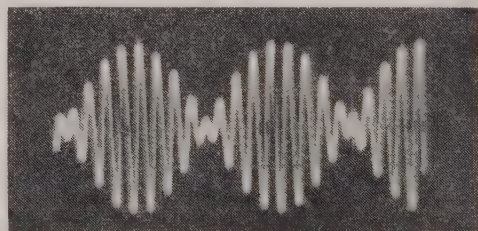
$$\frac{1}{Y_T} = \frac{R_s R_L}{Z_T} = \frac{j\omega L_2' (R_L + R_e + j\omega L_4') R_L}{(R_L + R_e)^2 - \omega^2 |L_4'|^2} \dots\dots\dots (23)$$

(4・3) フィルタ負荷の場合の周波数特性 第 13

図は変調器に第 5 図のフィルタを負荷し、入力電流 (p) から出力電流 ($2\omega \pm p$) までの伝達アドミタンス Y_T' を測定した結果である。フィルタの公称抵抗、中心周波数、帯域幅はそれぞれ 300 Ω , 2 kc, 0.4 kc である。図に見られるように、周波数特性は帯域内に隆起を持ち、この隆起は出力巻線数を増すほど著しくなる。これは巻数の 2 乗に比例して L_4 が増加し、発振臨界点に近づくためであって、臨界点をこえれば第 14 図に示すように 2 周波の発振が



第 13 図 フィルタ負荷の場合の伝達特性

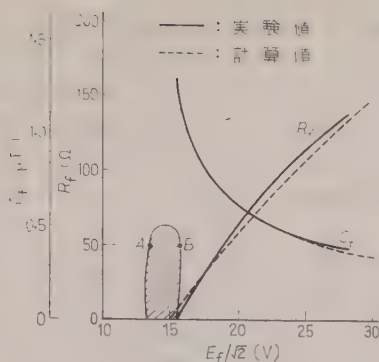


第 14 図 2 周波発振波形

起る。この実験では巻数 20 回のときはほぼ平坦な特性が得られた。この巻数は発振臨界巻数の 1/1.8 に相当している。

(4・4) 励振に関する実験 後述 (第 16 図) の励振フィルタを使用し、第 9 図の結果を確かめるための実験を行った。実験の方法は第 6 図の回路において、フィルタ入力端における電圧、電流の振幅および位相関係がフィルタを正規の抵抗 (300 Ω) で終端したときと等しくなるよう R_f , C_f を加減し、その値を読み取った。第 15 図はその結果である。図の点線は磁心の飽和磁束密度を 0.42 Wb/m² として第 9 図から導かれた計算結果であって、実験値と計算値はよく一致している。

ここで注意すべきことは、励振回路に起る鉄共振による跳躍現象である。実験によれば跳躍は第 15 図の

第 15 図 R_F , C_F の測定結果

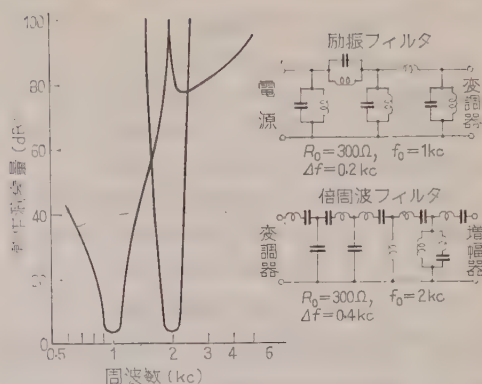
ように E_F - R_F 面上で斜線の部分に現われた。すなわち、前記の抵抗終端の条件を満足するよう R_F , C_F を定め (たとえば, 50Ω , $0.7\mu\text{F}$) フィルタ入力を増してゆくと、励振電圧 E_F は A 点まで増加し、A 点から B 点に向って跳躍する。逆に、フィルタ入力を減らしてゆくと、 E_F は B 点から A 点に向って跳躍する。この跳躍現象は励振動作点を定める際の一つの制約となるものであって、装置が動作を開始する際に、動作点が跳躍領域内に引っかかるようなことがあってはならない。実験によれば、 R_F を大きくし損失を増してゆくと、 $R_F=60\Omega$ の点で跳躍が消失した。このとき励振所要電力 (R_F の損失+磁心の損失) は約 1.7 W であり、試みにこれを磁心の単位重量に換算したところ、 0.03 W/g なる値が得られた。もちろん、この値は磁心やフィルタの構造により異なるはずであるが、励振所要電力を決める際のおよその目安となる値である。

5. 変調磁心の雑音

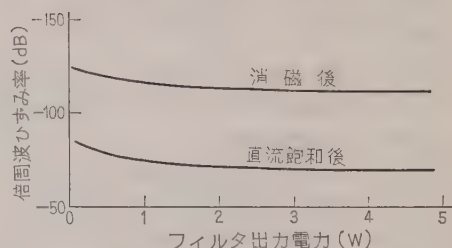
第 2 図の回路構成にしたがって変調増幅器を試作し、これを用いて変調磁心の発する雑音を観察した結果について述べる。使用した変調磁心は前章と同じであって、これは筆者らが扱った数種の磁心のうちもっとも雑音の少ないものである。

(5.1) フィルタ 装置に使用したフィルタの構造および動作減衰量を第 16 図に示す。この装置では磁心の平衡度が多少悪くとも零精度を支障なく測定できるよう、フィルタの減衰量に充分な余裕をとっている。励振電源、増幅器などフィルタ以外の部分はあるふれた回路を使用しており、特にいうべきことはない。

フィルタの設計上問題となる点は、インダクタンス素子用の磁心から発生する倍周波ひずみである。特に励振フィルタの最終インダクタンス素子は、変調器に



第 16 図 フィルタの構造と特性

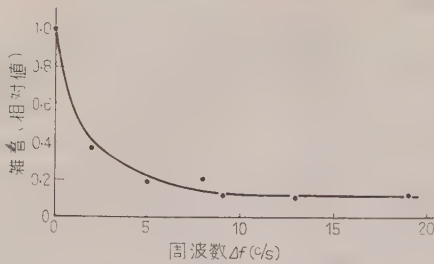


第 17 図 フィルタの倍周波ひずみ率

もっとも近く、扱う電力も大きいので注意を要する。使用する磁心はエアギャップを充分に設け、よく消磁しておかなければならない。第 17 図は、励振フィルタの出力端でフィルタの倍周波ひずみ率を測定した結果で、最終インダクタンス素子を交流消磁した場合と、これをさらに直流で数秒間飽和したのちの場合を示している。使用した磁心は直径 4.5 cm のフェライトつば形コアで、エアギャップは全磁路に対して約 1.3% である。測定に際しては地磁気 (約 0.4 AT/cm) の影響を避けるため、最終磁心に対して約 20 dB 程度の磁気しゃへいを行った。第 17 図に見られるように、消磁後の倍周波ひずみ率は -110 dB 以下となしうから、変調磁心の平衡度を 30 dB としても、変調器出力側に現われる倍周波は励振波に対して -140 dB 以下となり、変調磁心の雑音レベル以下となる。

(5.2) 変調磁心雑音の周波数分布 装置の出力に現われる変調磁心雑音は、磁心内の Barkhausen jump によるパルス群の倍周波付近の成分が増幅、復調されたものとみなされる。実際に観測される雑音はのちに示すようなランダム状のものであるが、次に示す実験結果によってその周波数分布の様子がわかる。

第 18 図は磁心雑音の倍周波付近における周波数分布を測定した結果である。測定の方法は同期整流器を他の電源 ($2\text{ kc} \pm \Delta f$) で駆動し、周波数分析器として

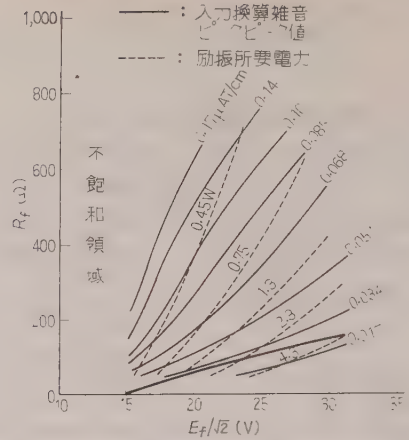


第 18 図 雑音の周波数分布

動作させ、整流後に現われる雑音の相対的大きさを読み取った。整流後の平滑回路は R および C からなり、その時定数は 0.5 s である。図に見られるように、雑音は 0 c/s ($\Delta f = 0$) 付近に密集しており、周波数を増すにつれて減少し、数サイクル以上ではほとんど一定で、その値は 0 c/s における値より 1 けたほど小さい。この実験結果から磁心内のパルス発生状況をおよそ次のように推測できる。

もし各パルスの大きさおよび磁化特性上の位置が一定であれば、変調器出力には雑音は現われないはずである。しかるに、実際には雑音が現われるのであるから、各パルスの大きさおよび位置は一定でないといえる。ただし、第 18 図の雑音分布から、パルスの大きさおよび位置は励振各サイクルごとにゆるやかに変化しているものと考えられる。

(5.3) 励振の強さと変調磁心雑音の関係 変調磁心雑音は励振の強さによって大幅に変化する。第 19 図は励振の強さと入力換算雑音の関係を測定した結果である。測定の方法は装置の出力にコンデンサを通して電流計をつなぎ、雑音のピークピーク値を求めた。雑音観測の帯域幅 (3dB 幅) はコンデンサおよび電流計の周波数特性によって決まり、 0.4 c/s から 1.8 c/s までである。この実験から入力換算雑音を小にするには、 E_f を大きくし、 R_f を小さくすればよいことになるが、これは同時に励振電力の増加を伴う。第 19 図の点線は励振所要電力 (R_f の損失 + 磁心の損失) である。また、図の太線は第 9 図の R_f 曲線から $R_{of} = 300\ \Omega$ として求めた抵抗終端曲線で、



第 19 図 励振の強さと雑音の関係

フィルタ抵抗終端の条件下では、励振動作点はこの曲線上に制約される。第 19 図から次のことが明らかである。すなわち、

(i) 励振電力を一定とした場合でも R_f の小なるほど雑音は小さい。

(ii) 抵抗終端の条件下では R_f の大なるほど励振電力は増加し、雑音は減少する。ただし、その変化の割合は顕著ではない。

(i) によれば R_f の小なるほど有利であるが、 R_f を小さくしすぎると、前述の鉄共振の問題が起り好ましくない。この実験では実用的な R_f の値は $50 \sim 150\ \Omega$ 程度である。

第 19 図の抵抗終端曲線は $R_{of} = 300\ \Omega$ として求めたものであるが、異なったインピーダンスのフィルタを用いれば抵抗終端曲線を変更でき、広い範囲にわたって励振動作点を選ぶことができる。フィルタのインピーダンスを変更する代わりに励振巻線数を変えてもよい。

(5.4) 変調磁心の零ドリフトおよびオフセット

第 20 図は変調磁心の長時間にわたる零ドリフトを記録した結果である。測定は装置出力に記録電流計をつないで行った。記録計の 3dB 点は約 1 c/s であるから、記録には比較的短周期の雑音も含まれているが、

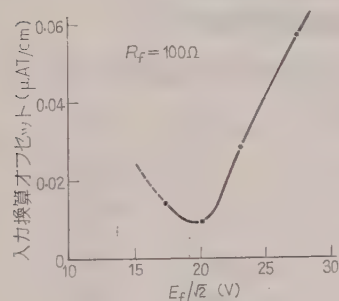


第 20 図 変調磁心雑音および零ドリフト

基線のゆらぎから長期ドリフトのおよその値がわかる。零ドリフトも雑音と同様、変調磁心から発するもので、装置の他の部分によるものではない。これは極性反転法により実験的に確かめることができる。第 20 図において、零点の変動は入力換算ピークピーク値で約 $0.13 \mu\text{AT}/\text{cm}$ である。ただし、観測時間は約 6 h である。

筆者の経験によれば、零ドリフトは (5・3) 節で示した雑音とはほぼ対応して増減する。すなわち、雑音が減少すれば零ドリフトも減少する。したがって、(5・3) 節の雑音は零ドリフトに対するおよその目安とすることができる。

雑音および零ドリフト以外に、磁心には時間に対して不変なオフセットが存在する。これは入力磁界に換算してせいぜい $0.1 \mu\text{AT}/\text{cm}$ 程度であるので、入力



第 21 図 励振電圧とオフセットの関係

回路にわずかな直流を流して打ち消しておけば、実用上あまり問題にならないが、励振の強さによってその値が変化し、間接的に零ドリフトとなる場合があるので注意を要する。第 21 図は励振電圧とオフセットの関係を測定した一例であって、もっとも変化の大きい所で励振電圧 10% の変動に対して約 $0.02 \mu\text{AT}/\text{cm}$ の零点移動を生ずる。

6. 結 言

倍周波磁気変調器を小信号の仮定のもとに解析し、伝達インピーダンスおよび電力利得の式を求め、その結果を実験により確かめた。また、変調器の励振方法として電圧励振の方法を採用し、励振フィルタに対する抵抗終端の条件を求め、実験とよく一致することを確かめた。

本稿で扱った変調器とフィルタを直接結合する方法

によれば、フィルタの偶数調波に対する低ひずみ率性を利用でき、きわめて零精度のよい装置を実現できる。本稿では磁心の雑音レベル近くまで信号倍周波を正弦波として観測できるよう倍周波フィルタを設計したため、その構造がやや複雑になったが、同期整流器の周波数選択性にある程度期待し、減衰極を持ったフィルタをさらに有効に利用することにより、変調磁心の平衡度が 30 dB 程度の場合でも、フィルタの素子数を半数個ぐらいに減らすことができる。この場合、変調器入力電流対フィルタ出力電圧の位相回転を 75 c/s で 45° 程度にしうる。

変調磁心の雑音および零ドリフトに関する実験結果を要約すると次のとおりである。

(i) 実用的な範囲では雑音は励振を強くするほど小となる。

(ii) 雑音の信号帯域内における分布は超低周波帯で非常に大きい。

実験に使用した磁心では入力巻線として、1,000 回につき $40 \mu\text{g}$ ぐらいの巻線が可能であるから、第 20 図の実験結果から入力換算雑音電力はおよそ $5 \times 10^{-18} \text{ W}/\text{c/s}$ となり、文献 (2) において反転法により推定された値と同程度である。

なお、文献 (1) では入力換算雑音電力として $8 \times 10^{-20} \text{ W}/\text{c/s}$ なる値も報告されており、この値が他の文献にも引用されているようであるが、これは信号周波数 10 c/s 付近で測定された値であり、第 18 図の実験結果からも明らかなように、変調器の零精度を表わす目安とはなりえないから注意しなければならない。

最後に、ご指導いただいた東北大学工学部松平正寿教授、同電気通信研究所大泉充郎教授、ご協力いただいた田近慎一君、末永顕二君に厚くお礼申し上げる。

(昭和 36 年 3 月 16 日受付)

文 献

- (1) F.C. Williams & S.W. Noble: Proc. Instn Elect. Engrs **97**, Pt. II, 445 (1950)
- (2) S.W. Noble & P.J. Baxandall: Proc. Instn Elect. Engrs **99**, Pt. II, 327 (1952)
- (3) 飯沼・川西・川口: 自動制御専門委員会資料 (昭 32-7)
- (4) J.M. Manley: Proc. Inst. Radio Engrs **39**, 242 (1951)
- (5) 喜安・山田・大島・榎本・渡辺: 昭 31 連大 124
- (6) 寺島・松尾: 非線形磁気応用専門委員会資料 (昭 34-5)

UDC 621.316.13.016.25 : 621.319.4 : 621.316.728

配電系統における合理的コンデンサの 設置について*

資料・論文

36-107

正員 岡 沢 哲 夫†

ま え が き

さきに⁽¹⁾ 1本の電力線における無効電流による損失を軽減するための合理的設置について述べたが、配電系統においては1本の電力線の理論だけでは不十分であるので、分岐線のある場合におけるコンデンサの合理的配置について述べる必要がある。

一般にコンデンサの位置と容量を決定する場合には n 個のコンデンサを設置する場合は、その経済的容量と位置の決定には $2n$ 個の条件が必要で、この条件は系統内のコンデンサは電源まで無効電流を要求し、その影響は電源につながる電線路におよぶため、互に関連して一見複雑であって、数学的にも $2n$ 個の連立方程式の解の一般的な表現は困難にみえるけれども、この種の多くの問題を解いてみると、その系統とコンデンサの設置の条件により部分的に一定の関係を保ちながら全般につながる法則がなりたつことがわかったので、もっとも代表的な系統について解をなし、一般的解の理解を容易にしようとして述べたものである。

記 号

a : 電力単価 (円/kWh)

a_1 : 電源における電力損単価

b : 三相用コンデンサの単価 (円/A)

$f(x)$: 幹線の無効電流の分布を表わす関数

$f_1(x), f_2(x) \cdots f_n(x)$: 分岐線の無効電流の分布を表わす関数

E : 電圧

i : 年消却率

l, l_u, l_v, \dots 配電線路のこう長(km)。ただし、添字
 $\left. \begin{array}{l} l_{B1}, l_{B2}, \dots \end{array} \right\}$: は分岐点までの距離または分岐の末端
 までの距離(km)

R, R_1, R_2, \dots : 幹線または分岐線の抵抗 (Ω/km)

x_1, x_2, \dots : 幹線のコンデンサ設置点までの距離

$x_{B11}, x_{B12}, x_{B2}, x_{B3}, \dots$: 分岐線のコンデンサ設置点
 までの距離

y_1, y_2, \dots : 幹線に設置したコンデンサ電流

$y_{B11}, y_{B2}, y_{B3}, \dots$: 分岐線に設置したコンデンサ電流

T : 時間

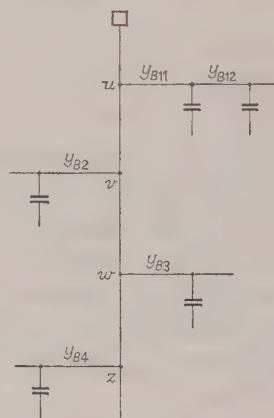
η : 電源において無効電流が出力低下におよぼす係
 数

r : 年利率

1. 各分岐にだけコンデンサ を設置する場合

第1図は4分岐をもつ配電系統の各分岐線にコンデンサを設置する場合の系統図を示す。

普通、高圧の配電系統では、主幹線に電力損が集中されるので、分岐点でコンデンサ補償を行うことは不得策の場合が多いので、このような設置計画をたてることはほとんどないと思われるが、特別高圧の配電系統においてはこの図のよう



第 1 図

な場合も考えられる。しかし、特別高圧の配電系統の場合はコンデンサの設置位置は変電所に決定しているから分岐線に多くの変電所が接続されている場合のほかは位置決定は問題でなく、容量の決定だけが問題となるわけである。このような系統における総合経費最小の条件について検討することは、一般の場合を考える場合の理解を容易にするので述べる。

$$M = \frac{3aT}{1,000} \left(R \left\{ \int_0^{l_u} f(x) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4} \right\}^2 dx + R_1 \left[\int_{x_n}^{x_{B11}} \{ f_1(x) - y_{B11} \}^2 dx + \int_{x_{B11}}^{x_{B12}} \{ f_1(x) - y_{B12} \}^2 dx + \int_{x_{B12}}^{l_{B1}} \{ f_1(x) \}^2 dx \right] \right)$$

* Optimum Control of Reactive Current Flow in Power System.
 By T. OKAZAWA, Member (Technical Research Institute of
 Chugoku Electric Power Co.).

† 中国電力株式会社技術研究所

$$\begin{aligned}
& + R \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\}^2 dx \\
& + R_2 \left[\int_{I_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\}^2 dx + \int_{x_{B2}}^{I_{B2}} \{f_2(x)\}^2 dx \right] \\
& + R \int_{I_v}^{I_w} \{f(x) - y_{B3} - y_{B4}\}^2 dx \\
& + R_3 \left[\int_{I_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\}^2 dx + \int_{x_{B3}}^{I_{B3}} \{f_3(x)\}^2 dx \right] \\
& + R \int_{I_w}^{I_z} \{f(x) - y_{B4}\}^2 dx \\
& + R_4 \left[\int_{I_z}^{x_{B4}} \{f_4(x) - y_{B4}\}^2 dx \right. \\
& \left. + \int_{x_{B4}}^{I_{B4}} \{f_4(x)\}^2 dx \right] + R \int_{I_z}^I \{f(x)\}^2 dx \\
& + \frac{\sqrt{3} a_1 E \eta T}{1,000} \{f(0) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} \\
& + b(r+i)(y_{B11} + y_{B2} + y_{B3} + y_{B4})
\end{aligned}$$

$$\text{ただし, } T = \int_0^T dt$$

M が最小なるためには、次の条件式が満足されなければならない。

$$\left. \begin{aligned}
\frac{\partial M}{\partial y_{B11}} &= 0, & \frac{\partial M}{\partial x_{B11}} &= 0 \\
\frac{\partial M}{\partial y_{B2}} &= 0, & \frac{\partial M}{\partial x_{B2}} &= 0 \\
\frac{\partial M}{\partial y_{B3}} &= 0, & \frac{\partial M}{\partial x_{B3}} &= 0 \\
\frac{\partial M}{\partial y_{B4}} &= 0, & \frac{\partial M}{\partial x_{B4}} &= 0 \\
\frac{\partial M}{\partial y_{B12}} &= 0, & \frac{\partial M}{\partial x_{B12}} &= 0
\end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

(a) 容量決定の条件

$$\frac{\partial M}{\partial y_{B11}} = 0 \text{ より}$$

$$\begin{aligned}
& R \int_0^{I_u} \{f(x) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R_1 \int_{I_u}^{x_{B1}} \{f_1(x) - y_{B11}\} dx \\
& + \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a T} = 0 \dots (2)
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial M}{\partial y_{B12}} = 0 \text{ より}$$

$$\int_{x_{B11}}^{x_{B12}} \{f_1(x) - y_{B12}\} dx = 0 \dots\dots\dots (3)$$

$$\frac{\partial M}{\partial y_{B2}} = 0 \text{ より}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{6 a}{1,000} \left[R \int_0^{I_u} \{f(x) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \right. \\
& + R \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R_2 \int_{I_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\} dx \left. \right] \\
& + \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{1,000} - \frac{b(r+i)}{T} = 0
\end{aligned}$$

上式に (2) 式を代入して

$$\begin{aligned}
& R_1 \int_{I_u}^{x_{B11}} \{f_1(x) - y_{B11}\} dx \\
& = R \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R_2 \int_{I_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\} dx \dots\dots\dots (4)
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial M}{\partial y_{B3}} = 0 \text{ より}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{6 a}{1,000} \left[R \int_0^{I_u} \{f(x) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \right. \\
& + R \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R \int_{I_v}^{I_w} \{f(x) - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R_3 \int_{I_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx \left. \right] \\
& + \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{1,000} - \frac{b(r+i)}{T} = 0
\end{aligned}$$

上式に (2) 式および (3) 式を代入して

$$\begin{aligned}
& R \int_{I_v}^{I_w} \{f(x) - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R_3 \int_{I_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx \\
& = R_2 \int_{I_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\} dx \dots\dots\dots (5)
\end{aligned}$$

$$\frac{\partial M}{\partial y_{B4}} = 0 \text{ より}$$

$$\begin{aligned}
& \frac{6 a}{1,000} \left[R \int_0^{I_u} \{f(x) - y_{B11} - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \right. \\
& + R \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - y_{B2} - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R \int_{I_v}^{I_w} \{f(x) - y_{B3} - y_{B4}\} dx \\
& + R \int_{I_w}^{I_z} \{f(x) - y_{B4}\} dx \\
& + R_4 \int_{I_z}^{x_{B4}} \{f_4(x) - y_{B4}\}^2 dx \left. \right]
\end{aligned}$$

$$+\frac{\sqrt{3}a_1\eta E}{1,000}-\frac{b(r+i)}{T}=0 \dots\dots\dots(6)$$

(6) 式に(2), (4), (5) 各式を代入すると次式を得る。

$$R_3 \int_{l_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx = R \int_{l_w}^{l_z} \{f(x) - y_{B4}\} dx \\ + R_4 \int_{l_z}^{x_{B4}} \{f_4(x) - y_{B4}\} dx \dots\dots\dots(6')$$

(b) 位置決定の条件 位置に関しては

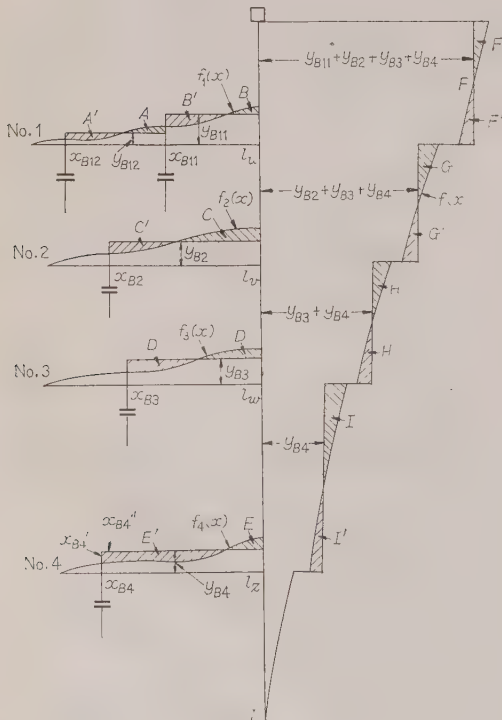
$$\frac{\partial M}{\partial x_{B11}} = 0 \text{ より} \\ 2f_1(x_{B11}) = y_{B11} + y_{B12} \dots\dots\dots(7) \\ \text{ただし, } y_{B11} \neq y_{B12}$$

$$\frac{\partial M}{\partial x_{B12}} = 0 \text{ より} \\ 2f_1(x_{B12}) = y_{B12} \dots\dots\dots(8)$$

$$\frac{\partial M}{\partial x_{B2}} = 0 \text{ より} \\ 2f_2(x_{B2}) = y_{B2} \dots\dots\dots(9)$$

$$\frac{\partial M}{\partial x_{B3}} = 0 \text{ より} \\ 2f_3(x_{B3}) = y_{B3} \dots\dots\dots(10)$$

$$\frac{\partial M}{\partial x_{B4}} = 0 \text{ より} \\ 2f_4(x_{B4}) = y_{B4} \dots\dots\dots(11)$$



第 2 図

(c) 図形による説明 以上, 各コンデンサによる進相電流と $f(x)$ との関係を述べたが, これを第 2 図により説明する。

符号を次のように定める。

- A: No. 1 分岐線の $x_{B11} \sim x_{B12}$ 間において $f_1(x)$ と y_{B12} に囲まれた不足補償部分の斜線で示す面積
- A': No. 1 分岐線の $x_{B11} \sim x_{B12}$ 間において $f_1(x)$ と y_{B12} に囲まれた過補償部分の斜線で示す面積
- B: No. 1 分岐の $x_{B11} \sim l_1$ において $f_1(x)$ と y_{B11} とに囲まれた不足補償部分の面積
- B': No. 1 分岐の $x_{B11} \sim l_1$ において $f_1(x)$ と y_{B11} とに囲まれた過補償部分の面積
- C: No. 2 分岐の $x_{B2} \sim l_2$ において $f_2(x)$ と y_{B2} とに囲まれた不足補償部分の面積
- C': No. 2 分岐の $x_{B2} \sim l_2$ 間において $f_2(x)$ と y_{B2} とに囲まれた過補償部分の面積
- D: No. 3 分岐の $x_{B3} \sim l_3$ において $f_3(x)$ と y_{B3} とに囲まれた不足補償部分の面積
- D': No. 3 分岐の $x_{B3} \sim l_3$ において $f_3(x)$ と y_{B3} とに囲まれた過補償部分の面積
- E: No. 4 分岐の $x_{B4} \sim l_4$ において $f_4(x)$ と y_{B4} とに囲まれた不足補償部分の面積
- E': No. 4 分岐の $x_{B4} \sim l_4$ において $f_4(x)$ と y_{B4} とに囲まれた過補償部分の面積

- F: 幹線の $f(x)$ と $(y_{B11} + y_{B2} + y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた不足補償部分の面積
- F': 幹線の $f(x)$ と $(y_{B11} + y_{B2} + y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた過補償部分の面積
- G: 幹線の $f(x)$ と $(y_{B12} + y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた不足補償部分の面積
- G': 幹線の $f(x)$ と $(y_{B12} + y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた過補償部分の面積
- H: 幹線の $f(x)$ と $(y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた不足補償部分の面積
- H': 幹線の $f(x)$ と $(y_{B3} + y_{B4})$ 線との間に囲まれた過補償部分の面積
- I: 幹線の $f(x)$ と (y_{B4}) 線との間に囲まれた不足補償部分の面積
- I': 幹線の $f(x)$ と (y_{B4}) 線との間に囲まれた過補償部分の面積

(2) 式は次のことを表わす。(第 2 図参照)

$$R(F - F') + \frac{\sqrt{3}a_1\eta E}{6a} - \frac{1,000b(r+i)}{6aT} \\ = R_1(B' - B) = -R_1(B - B') \dots(2')$$

(3) 式は $A' = A \dots\dots\dots(3')$

すなわち、電源より l_u の間の幹線では不足補償部分の面積と過補償部分の面積との差に、幹線の抵抗 (R) を乗じたものと

$$\left(\frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a} - \frac{1,000 b (r+i)}{6 a T} \right)$$

との和が、分岐線の $l_u \sim x_{B11}$ の間における過補償部分の面積と不足補償部分の面積の差に、その間の抵抗 ($R_1 (\Omega/\text{km})$) を乗じたものと等しくなること。

(4) 式は第2図において

$$R_1(B-B') = R(G-G') + R_2(C-C')$$

すなわち、分岐線 No. 1 の $x_{B11} \sim l_u$ 間において、不足補償部分の面積と過補償部分の面積の差に抵抗を乗じたものは、幹線の $l_u \sim l_v$ 間において不足補償部分の面積と過補償部分の面積の差に抵抗を乗じたものと、分岐 No. 2 の $l_v \sim x_{B2}$ 間の不足補償部分の面積と過補償部分の面積に抵抗を乗じたものとに等しくなければならない。したがって主幹線の抵抗と分岐線の抵抗の関係、大きさにもよるが、この条件は分岐線を相当過補償にしないと成立しない場合がある。

(5) 式は

$$R_2(C-C') = R(H-H') + R_3(D-D') \quad \dots\dots\dots (5')$$

(5') 式についても (4) 式と同様の説明ができる。

(6') 式は

$$R_3(D-D') = R(I-I') + R_4(E-E') \quad \dots\dots\dots (6'')$$

すなわち、容量決定には分岐線の不足補償部分と過補償部分と、その次の主幹線の不足補償部分と過補償部分と、その次の分岐線の不足補償部分と過補償部分との間に一定の関係を持ち、この関係が受電端方向に向って次々と一定関係を保持していなければならないことが明らかとなった。

位置の条件については各分岐が一つの配電線と考える支障なく、文献 (1) の説明と同様になるので省略する。

以上は、このような配電系統における代表的な形式についての説明であるが、上述の容量決定の条件は、主幹線の無効電流分布 $f(x)$ と分岐線の無効電流分布 $f_n(x)$ の大きさと各抵抗の関係にもよるが、分岐線を相当過補償あるいは不足補償部分がない程度にまで補償にする必要がある場合がある。

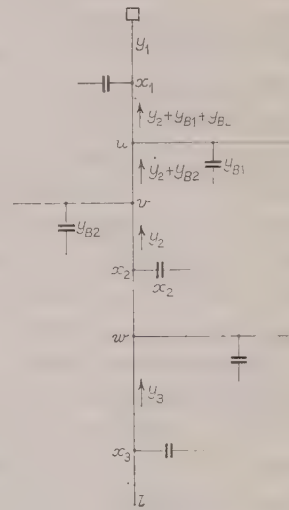
2. 配電幹線およびその分岐に コンデンサを設置する場合

この場合の解は前章に述べた配電系統の各分岐線に

だけコンデンサを設置する場合と、さきに述べた配電線のコンデンサの設置⁽¹⁾の場合との組み合わせである。

配電線における無効電流による損失の分布は幹線がおもで、特に幹線の変電所に近いところに集中され、分岐線の損失は幹線にくらべ非常に少ないのが普通であるが、特に分岐線に損失が多い場合は幹線の無効電流を考慮して分岐にコンデンサを設置する必要がある。次に幹線と分岐線にコンデンサを設置する計算例について述べる。

(3・1) 3分岐6コンデンサの場合 第3図のような配電線における無効電力損と経費の総計 M の式は次のようになる。



第 3 図

すなわち

$$\begin{aligned} M = & \frac{3 a T}{1,000} \left\{ R \left[\int_0^{x_1} \{ f(x) - y_1 \}^2 dx \right. \right. \\ & + \int_{x_1}^{l_u} \{ f(x) - y_2 - y_{B1} - y_{B2} \}^2 dx \Big] \\ & + R_1 \left[\int_{l_u}^{x_{B1}} \{ f_1(x) - y_{B1} \}^2 dx + \int_{x_{B1}}^{l_{B1}} \{ f_1(x) \}^2 dx \right] \\ & + R \int_{l_u}^{l_v} \{ f(x) - y_2 - y_{B2} \}^2 dx \\ & + R_2 \left[\int_{l_v}^{x_{B2}} \{ f_2(x) - y_{B2} \}^2 dx + \int_{x_{B2}}^{l_{B2}} \{ f_2(x) \}^2 dx \right] \\ & + R \left[\int_{l_v}^{x_2} \{ f(x) - y_2 \}^2 dx \right. \\ & + \int_{x_2}^{l_w} \{ f(x) - y_3 - y_{B3} \}^2 dx \Big] \\ & + R_3 \left[\int_{l_w}^{x_{B3}} \{ f_3(x) - y_{B3} \}^2 dx \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & + \int_{x_{B3}}^{l_{B3}} \{f_3(x)\}^2 dx \\ & + R \left[\int_{l_w}^{x_3} \{f(x) - y_3\}^2 dx + \int_{x_3}^l \{f(x)\}^2 dx \right] \\ & + \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E T}{1,000} \{f(0) - y_1\} + b(r+i)y_1 \end{aligned}$$

M が最小となる条件を 前例にならって 求めると次のとおりとなる。

すなわち

(a) 容量決定の条件

$$\int_0^{x_1} \{f(x) - y_1\} dx = \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T} - \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a R} \dots\dots\dots (12)$$

$$\begin{aligned} & R \int_{x_1}^{l_u} \{f(x) - y_2 - y_{B1} - y_{B2}\} dx \\ & + R_1 \int_{l_u}^{x_{B1}} \{f_1(x) - y_{B1}\} dx = 0 \dots\dots\dots (13) \end{aligned}$$

$$R \int_{l_v}^{x_2} \{f(x) - y_2\} dx = R_2 \int_{l_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\} dx \dots\dots\dots (14)$$

$$\begin{aligned} & R \int_{l_u}^{l_v} \{f(x) - y_2 - y_{B2}\} dx \\ & + R_2 \int_{l_v}^{x_{B2}} \{f_1(x) - y_{B2}\} dx \\ & = R_1 \int_{l_u}^{x_{B1}} \{f_1(x) - y_{B1}\} dx \dots\dots\dots (15) \end{aligned}$$

ゆえに

$$\begin{aligned} & R \int_{x_2}^{l_w} \{f(x) - y_3 - y_{B3}\} dx \\ & + R_3 \int_{l_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx = 0 \dots\dots\dots (16) \end{aligned}$$

$$R_3 \int_{l_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx = R \int_{l_w}^{x_3} \{f(x) - y_3\} dx \dots\dots\dots (17)$$

(b) 位置決定の条件

$$\left. \begin{aligned} 2f(x_1) &= y_1 + y_2 + y_{B1} + y_{B2} \\ y_1 - f(x_1) &= f(x_1) - (y_2 + y_{B1} + y_{B2}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (18)$$

ただし、 $y_1 \neq y_2 + y_{B1} + y_{B2}$

$$\left. \begin{aligned} 2f(x_2) &= y_2 + y_3 + y_{B3} \\ y_2 - f(x_2) &= f(x_2) - (y_3 + y_{B3}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

ただし、 $y_2 \neq y_3 + y_{B3}$

$$2f_1(x_{B1}) = y_{B1} \text{ (ただし、} y_{B1} \neq 0 \text{)} \dots\dots\dots (20)$$

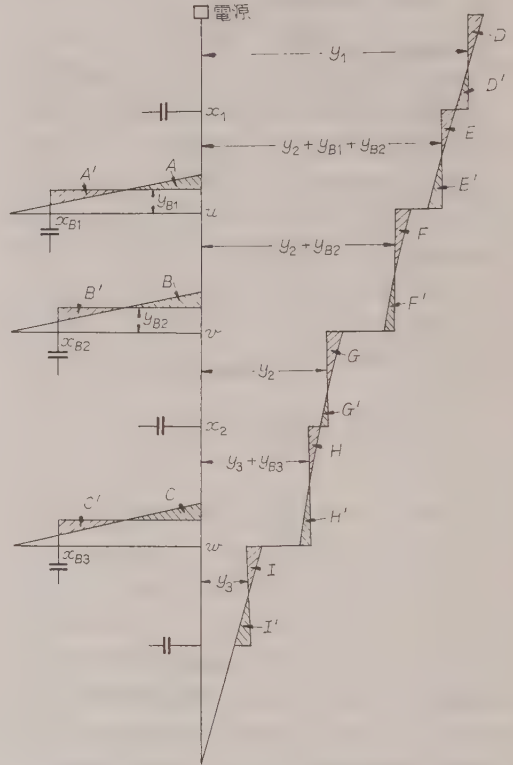
$$2f_2(x_{B2}) = y_{B2} \text{ (ただし、} y_{B2} \neq 0 \text{)} \dots\dots\dots (21)$$

$$2f_3(x_{B3}) = y_{B3} \dots\dots\dots (22)$$

$$2f(x_3) = y_3 \dots\dots\dots (23)$$

以上、(12) 式より (17) 式までが容量の大きさの決定条件であって、(18) 式より (23) 式までは位置決定の条件を示す式である。

(c) 図形による説明 第4図は無効電流の分布ならびにコンデンサ取付け後の状態を示す。記号については前節第2図の場合に示したと同様の趣旨であるので、記号の説明は省略するから第4図の書き込みを参照されたい。



第 4 図

(12) 式は

$$\begin{aligned} D - D' + \frac{\sqrt{3} a_1 E \eta}{6 a R} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T} &= 0 \\ D + \frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a R} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T} &= D' \end{aligned} \dots\dots\dots (12')$$

(13) 式は

$$R(E - E') + R_1(A - A') = 0 \dots\dots\dots (13')$$

(14) 式は

$$R(G - G') = R_2(B - B') \dots\dots\dots (14')$$

(15) 式は

$$R(F - F') + R_2(B - B') = R_1(A - A') \dots\dots\dots (15')$$

(16) 式は

$$R(H-H') + R_3(C-C') = 0 \quad \dots\dots\dots (16')$$

(17) 式は

$$R_3(C-C') - R(I-I') = 0 \quad \dots\dots\dots (17')$$

すなわち、(12) 式は電源より x_1 の間においては不足補償部分の面積 D に $\frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a R} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T}$ を加えたものが、過補償部分の面積 D' に等しく、

(13') 式は、主幹線 $x_1 \sim l_u$ 間において不足補償部分の面積と、過補償部分の面積の差にその幹線の抵抗 (Ω/km) を乗じたものと、分岐線の不足補償部分の面積と過補償部分の面積の差にその支線の抵抗を乗じたものとの和が 0 にならなければならない。したがって、この場合は主幹線のこの区間においては不足補償部分の面積が相当大きく、分岐線のこの区間においては過補償部分の面積を相当大きくして、その量の比を抵抗の逆比になるようにしなければならない。

(14') 式は主幹線の $l_u \sim x_2$ の区間では不足補償部分の面積と過補償部分の面積の差と抵抗の積が分岐線の $l_u \sim x_{B2}$ の区間のそれと等しいようにすればよい。

(15') 式、(16') 式、(17') 式についても同様の図式的説明をすることができるので省略する。

これらの関係において注目されることは、分岐線と分岐線の間にコンデンサがある場合の分岐線と主幹線の間の不足補償と過補償との関係は、分岐線とその分岐より電源側の主幹線との関係の場合は (13') 式および (16') 式のように和が 0 になり、分岐線とその分岐線の受電端側の主幹線との関係の場合は (14') 式、(17') 式のように差が 0 になる。また、分岐線と分岐線との間にコンデンサがない場合は、(15') 式に示すように分岐線のそれは受電端に近い主幹線のそれと、次の分岐線のその和に等しいことである。

(18) 式以下 (23) 式までの式についてはすでに説明した⁽¹⁾ のと同じであるので省略する。

む す び

以上は分岐のある配電線、または配電系統にコンデンサを設置して、分岐線および幹線における無効電力損の合理的軽減法に関して代表的な二三の実例について述べたが、適正条件としては、分岐線における無効電力損と幹線における無効電力損とがある一定の関係を持つことが必要であって、一般的に述べることは困難であるけれども、計算の結果を総合すると次のような結論となる。

(1) 分岐だけにコンデンサをつける場合 電源と分岐線までの幹線における過補償電流に、過補償電流が分布する距離と幹線の単位長あたりの抵抗との積

を乗じたものと、(以下単に幹線の過補償部分と呼ぶ) 不足補償電流に不足補償電流が分布する距離と、その幹線の単位長あたりの抵抗との積を乗じたもの (以下単に幹線の不足補償部分と呼ぶ) との差に $\frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a R} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T}$ を加えたものが、分岐線のコンデンサと幹線との間における過補償電流に過補償電流が分布する距離と分岐線の抵抗との積を乗じたものと、(以下単に分岐線の過補償部分と呼ぶ) 不足補償電流とその距離と抵抗の積を乗じたもの (分岐線の不足補償部分) との和が零に等しく、かつ、その分岐における過補償電流部分と不足補償部分との差が、その分岐から次の分岐までの幹線における過補償部分と不足補償部分との差と、次の分岐線におけるコンデンサ設置点から幹線までの間における過補償部分と不足補償部分との差との和に等しく、かつ、この分岐における過補償部分と不足補償部分との差が次の幹線およびその次の分岐と次次に同上的関係を保って、最後の分岐までこの関係が保持されたとき、この系統における無効電流による系統の総合損失が最小となることが明らかとなった。

(2) 分岐線と幹線にコンデンサを設置する場合

分岐線にだけコンデンサを設置する場合は前述のとおりであり、幹線にだけコンデンサを設置する場合はさき⁽¹⁾⁻⁽³⁾に述べたとおりであるが、この両者の場合は前者および後者の両様の条件を具備しなければならないことが明らかとなった。すなわち、電源にもっとも近く幹線にコンデンサを設置した場合は、電源とコンデンサ設置箇所との間においては、幹線の不足補償部分に $\frac{\sqrt{3} a_1 \eta E}{6 a R} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a R T}$ を加えたものが幹線の過補償部分に等しいこと、かつ、幹線のコンデンサと負荷側の分岐との間においては、幹線の不足補償部分と過補償部分との差と、負荷側の分岐の不足補償部分と過補償部分との差の和が零(電源側に分岐がないため)となり、かつ、この分岐における不足補償部分と過補償部分との差が、この分岐より次の負荷側の分岐までの幹線の不足補償部分と過補償部分の差と、次の負荷側の分岐における不足補償部分と過補償部分との差との和に等しく、次の負荷側の幹線にコンデンサが設置してある場合は、前記の分岐における不足補償部分と過補償部分の差が、この分岐から次の負荷側のコンデンサまでの幹線の不足補償部分と過補償部分との差に等しく、かつ、このコンデンサから次の負荷側の分岐までの幹線における不足補償部分と過補償部分の差と次の分岐における不足補償部分と過補償部分との差との和が零となることが必要である。このように次々と分岐における不足補償部分と過補償部分との差が、その負荷側の幹線とその負荷側の分岐における不

足補償部分と過補償部分との間に一定の連鎖的關係がある場合に、無効電流による総合損失が最小となることが明らかとなった。

これを収約すると、分岐線のある場合は電源に近い分岐線とその負荷側の幹線とその次の分岐線において、電源に近い分岐線における不足補償部分と過補償部分との差は、その負荷側の幹線における不足補償部分と過補償部分との差と、その次の分岐における不足補償部分と過補償部分との差との和に等しいという關係を次々と区間を変えても保っておれば、無効電力による線路損失最小の条件が満足されることになる。もし分岐と分岐との間の幹線にコンデンサが設置されている場合には、分岐線と分岐からコンデンサ設置点までの幹線を対象として考えるから、幹線にコンデンサのない場合は2分岐1幹線を対象として考えたが、コンデンサのある場合は1分岐線と1幹線について前記の關係が保持されるから、電源側かあるいは負荷側の分岐線の条件、すなわち不足補償部分と過補償部分との差を零と考えれば、分岐線だけにコンデンサを設置する場合と同様な考えで処理することができる。

以上、述べたものは代表的な二三の例にすぎないけれど、これによって多くの分岐を有する一般配電系統の場合の理解も容易になると思い、この方面に関係する人々にとってなんらかの参考ともなれば幸と存じ報告する次第である。(昭和35年4月18日受付、同36年3月22日再受付)

文 献

- (1) 岡沢・神田：電学誌 78, 1566 (昭 33)
- (2) 岡沢：電学誌 78, 1328 (昭 34).
- (3) 岡沢：電学誌 80, 621 (昭 35)

付録 配電系統における合理的 コンデンサの設置に関する 適用例について

本文の理論を実例によって示すため、二つ計算例を行う。

(例1) 分岐だけにコンデンサを設置する場合

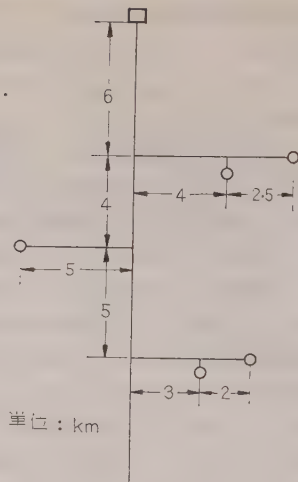
いま、付第1図のような配電系統において、分岐線だけにコンデンサを設置して無効電流を調整する場合のコンデンサの位置と容量の計算を行ってみよう。

この系統における無効電流の分布を付第2図のとおりとする。

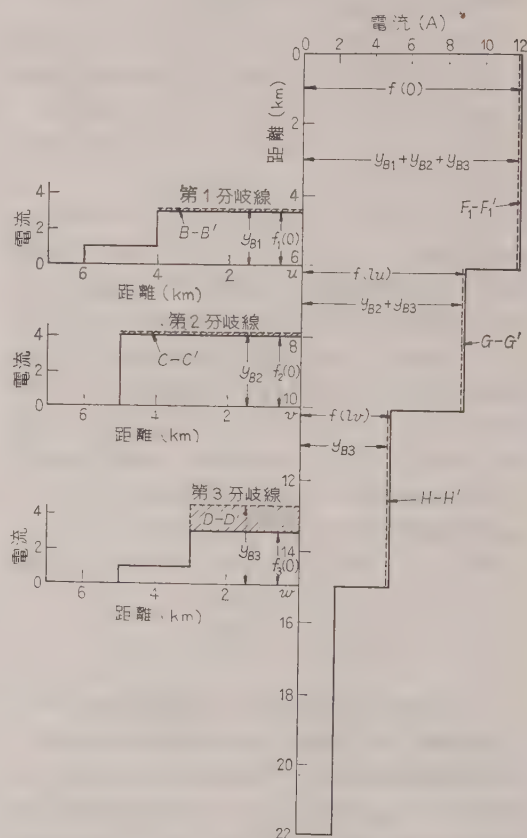
この計算は本文1章に記載のとおりで、損失最小の条件を再記すると、位置の条件として

$$2f_1(x_{B1}) = y_{B1} \dots\dots\dots (\text{付1})$$

$$2f_2(x_{B2}) = y_{B2} \dots\dots\dots (\text{付2})$$



付第1図



付第2図 無効電流の分布

$$2f_3(x_{B3}) = y_{B3} \dots\dots\dots (\text{付3})$$

容量決定の条件として

$$R(F - F') + \frac{\sqrt{3} a_1 E \eta}{6 a} - \frac{1,000 b(r+i)}{6 a} = -R_1(B - B') \dots\dots\dots (\text{付4})$$

付第 1 表

計算順位	項 目	試 算 回 数		
		第 1 回	第 2 回	第 3 回
1	y_{B4}	4.5 A	4.4 A	4.45 A
2	$\int_{l_w}^{x_{B3}} \{f_3(x) - y_{B3}\} dx = D - D'$	-4.5 Akm	-4.2 Akm	-4.35 Akm
3	$\int_{l_v}^{l_w} \{f(x) - y_{B3}\} dx = H - H'$	2.5	3.0	2.75
4	$(H - H') + (D - D') = C - C'$	-2.0	-1.2	-1.6
5	y_{B2}	4.4	4.24	4.32
6	$\int_{l_x}^{l_v} \{f(x) - (y_{B2} + y_{B3})\} dx = G - G'$	0.4	1.44	0.92
7	$(G - G') + (C - C') = B - B'$	0.4 - 2.0 = -1.6	1.44 - 1.2 = 0.24	-0.68
8	y_{B1}	3.4	2.94	3.17
9	$\sum y_B = y_{B1} + y_{B2} + y_{B3}$	3.4 + 4.4 + 4.5 = 12.3	2.94 + 4.24 + 4.4 = 11.58	3.17 + 4.32 + 4.45 = 11.95
10	$\int_0^{l_u} \{f(x) - \sum y_B\} dx = F - F'$	-1.8	2.52	0.36
11	$(F - F') + (B - B')$	-1.8 - 1.6 = -3.4	2.52 + 0.24 = 2.76	0.36 - 0.68 = -0.32 \approx 0

問題を簡単にするため、 $\eta=0$, $b=0$, $R=R_1=R_2=R_3$ とすると

$$(F - F') + (B - B') = 0 \quad \text{.....(付 4')}$$

$$B - B' = (G - G') + (C - C') \quad \text{.....(付 5)}$$

$$C - C' = (H - H') + (D - D') \quad \text{.....(付 6)}$$

ただし、 $F - F'$ は、付第 2 図において幹線 $0 \sim u$ 間の

$$\int_0^{l_u} \{f(x) - y_{B1} - y_{B2} - y_{B3}\} dx$$

で表わされる部分、図中斜線で示す不足補償部分である。 $B - B'$ は第 1 分岐

$$\int_0^4 \{f_1(x) - y_{B1}\} dx$$

で、図中斜線で示す過補償部分である。同様にして

$G - G'$: 幹線 $u \sim v$ 間の不足補償部分

$H - H'$: 幹線 $v \sim w$ 間の不足補償部分

$C - C'$: 第 2 分岐線の過補償部分

$D - D'$: 第 3 分岐線の過補償部分

(a) 計 算 この計算をするにあたり、 $F - F'$ は不足補償であるから $B - B'$ を過補償にしないと (付 4') 式は満足しない。 $B - B'$ が過補償なれば $G - G'$ は過補償または不足補償であるが、(付 6) 式を満足する条件をあわせ考えると、 $C - C'$ および $D - D'$ を過補償にしなければならない。そこで、 $y_{B2}=4.5$ A と仮定し付第 1 表の順序にしたがい第 1 回の試算を計

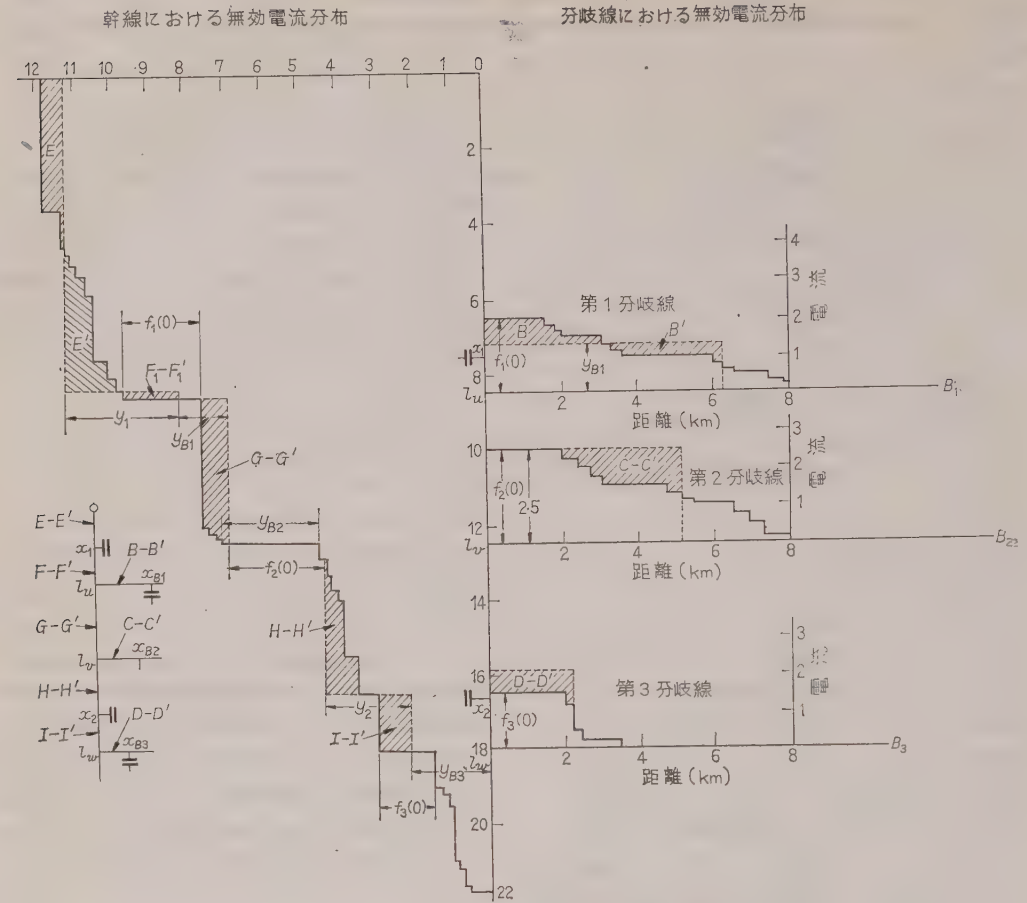
算順位にしたがって付第 2 図とともに計算をすると $F - F'$ が (-) となり、 $(F - F') + (B - B') = -1.8 - 1.6 = -3.4 \neq 0$ 。これは最初の $y_{B3}=4.5$ A が過大であったことを意味する。次に試算第 2 回のように $y_{B3}=4.4$ A と仮定して計算すると、 $B - B'$ が (+) となり、 $(F - F') + (B - B') = 2.52 + 0.24 \neq 0$ 、よって $y_{B3}=4.45$ A とすると $B - B' = -0.68$, $F - F' = 0.36$, $(F - F') + (B - B') = 0.36 - 0.68 = 0.32 \approx 0$ となり、ほとんど各条件が満足される。すなわち、

第 1 分岐のコンデンサ容量は $y_{B1}=3.17$ A

第 2 分岐のコンデンサ容量は $y_{B2}=4.32$ A

第 3 分岐のコンデンサ容量は $y_{B3}=4.45$ A

(b) 検 討 以上の計算は幹線に負荷がない場合であるが、もし幹線の w 点に負荷がある場合は、 $C - C' = (H - H') + (D - D')$ の $H - H'$ が上記計算より不足補償部分が大きくなり、これを補うため、 y_{B3} を大きくとらなければならないが、 $y_{B3} > 2f_3(0)$ にしなければ上記 (付 6) 式を満足しないときは (付 3) 式すなわち位置の条件を満足しなくなり、分岐線の過補償電流による電力損が補償しない場合より大きくなり、損失最小の条件を満足しなくなる。これは分岐線にコンデンサを設置しては位置の条件を満足しなくなり、幹線に設置するのが有利であることを意味する。このように幹線にも負荷がある場合は分岐線だけにコンデンサを設置するだけでは (付 1) ~ (付 6) 式の各



付第 3 図

条件を満足しないので、このような場合は幹線にもコンデンサを設置しなければならない。

次に幹線にも負荷がある場合の実例計算を行う。

(例 2) 幹線と分岐線にコンデンサを設置する場合

付第 3 図は 6 kV こう長 22 km (幹線) 第 1, 第 2, 第 3 分岐線それぞれ 8.0, 8.0, 3.5 km, 変圧器台数および容量それぞれ 264 台, 1,598 kVA の配電線における無効電流調整の実例である。

前例 1 と異なるところは、前例は分岐線に集中的に負荷があったが、本例は分岐線はもちろん、幹線にも各所に負荷が散在して無効電流の分布の形も不規則であるが、3 分岐であるところは同一であるので比較のため計算を行う。

この系統は幹線にも負荷を持つゆえに分岐線だけにコンデンサを設置しても損失最小の条件を満足しないので、幹線にも設置する場合で、コンデンサ設置の条件として 3 分岐ともおのおの 1 箇所および第 2 分岐と第 3 分岐の間の幹線および第 1 分岐と電源との間に各

1 箇所合計 5 箇所に設置するものとする。このような条件での電力損最小の条件は、本文 2 章に述べた理論を応用すればよいので、損失最小の条件をこの系統について再録すると、位置の条件として、ただし計算を簡単にするため $R=R_1=R_2=R_3$, $\eta=0$, $b=0$ の場合とする。

$$2f_3(x_{B3})=y_{B3} \dots \dots \dots (\text{付 7})$$

$$2f(x)=y_2+y_{B3} \dots \dots \dots (\text{付 7}')$$

$$2f_2(x_{B2})=y_{B2} \dots \dots \dots (\text{付 8})$$

$$2f_1(x_{B1})=y_{B1} \dots \dots \dots (\text{付 9})$$

$$2f(x)=y_1+y_2+y_{B1}+y_{B2}+y_{B3} \dots \dots (\text{付 9}')$$

容量の条件として

$$\int_{x_2}^{l_w} \{f(x)-y_{B3}\} dx + \int_{l_w}^{x_{B3}} \{f_3(x)-y_{B3}\} dx \\ = (I-I') + (D-D') = 0 \dots \dots (\text{付 10})$$

$$\int_{l_v}^{x_{B2}} \{f_2(x)-y_{B2}\} dx$$

付第 2 表

計算順序	項 目	試 算 回 数		
		第 1 回	第 2 回	第 3 回
1	y_{B3}	2.1 A (2.2 km)	2.1 A (2.2 km)	2.1 A (2.2 km)
2	$D-D'$	-1.36 Akm	1.36 Akm	1.36 Akm
3	$I-I'$	1.35	1.35	1.35
4	$(I-I')+(D-D')=0$	$1.35-1.36=0.01\approx 0$	$1.35-1.36=-0.01\approx 0$	0
5	$2f(x_1)-y_{B3}=y_3$	2.8	2.3	2.3
6	$H-H'$	-4.5	-2.5	-2.5
7	y_{B3}	3.0 (3.0 km)	2.5 (5.2 km)	2.5 (5.2)
8	$C-C'$	-4.7	-2.66	-2.66
9	$C-C'=H-H'$	$-4.7\approx -4.5$	$-2.66\approx -2.5$	$-2.66\approx -2.5$
10	$y_{B3}+y_2+y_{B2}$	$2.1+2.8+3=7.9$	$2.1+2.3+2.5=6.9$	6.9
11	$G-G'$	-1.25	2.6	2.6
12	$(G-G')+(C-C')$	$-1.25-4.7=-5.95$	$2.6-2.66\approx 0$	$2.6-2.66\approx 0$
13	y_{B1}	2.6 (3.0 km)	1.3	1.3
14	$B-B'$	-2.66	0	0
15	$B-B'=(G-G')+(C-C')$	$-2.66\approx -5.95$	0 ≈ 0	0 ≈ 0
16	$y_{B3}+y_2+y_{B2}+y_{B1}$	$B-B'=(G-G')+(C-C')$ の条件を満足しようとするとき y_{B1} の $2f_1(x)=y_{B1}$ を満足しなくなるので第 2 回の試算を行う		
17	$F-F'$			
18	$(F-F')+(B-B')=0$	この場合は y_1 を I_u の電源側に設置した場合であるが $F-F'=0$ とするためには $x_1=I_u$ の要あり		
19	y_1			
20	$y_{B3}+y_2+y_{B2}+y_{B1}+y_1$	$(F-F')+(B-B')=0$ 3 (8.5)		
21	$E-E'$			

注: 括弧は y の設置位置を示す。

$$= \int_{I_v}^{x_2} \{f(x) - (y_2 + y_{B2})\} dx$$

ゆえに, $(C-C') = (H-H') \dots\dots\dots$ (付11)

$$\int_{I_u}^{x_{B1}} \{f_1(x) - y_{B1}\} dx$$

$$= \int_{I_u}^{I_v} \{f(x) - (y_{B2} + y_2 + y_{B3})\} dx$$

$$+ \int_{I_v}^{x_{B2}} \{f_2(x) - y_{B2}\} dx$$

ゆえに, $B-B' = (G-G') + (C-C') \dots\dots\dots$ (付12)

$$\int_{x_1}^{I_u} \{f(x) - (y_{B1} + y_{B2} + y_2 + y_{B3})\} dx$$

$$+ \int_{I_u}^{x_{B1}} \{f_1(x) - y_{B1}\} dx$$

$$= (F-F') + (B-B') = 0 \dots\dots\dots$$
 (付13)

$$\int_0^{x_1} \{f(x) - (y_1 + y_{B1} + y_{B2} + y_2 + y_{B3})\} dx$$

$$= E-E' = 0 \dots\dots\dots$$
 (付14)

上記 (付 7) ~ (付 14) 式の条件を満足するよう付第 2 表の計算順序により試算を行うと, 第 3 回においてはほとんど条件を満足するようになる。

すなわち付第 2 表に示すとおり, 最初 y_{B3} を仮定して計算順序にしたがって計算し, y_{B2} および y_{B1} を前後の条件に合うよう選定して計算すると第 1 回試算では No. 15 で条件を満足しなくなる。第 2 回では

No. 17 で y_1 の位置によって条件を満足しなくなるので, これを考へて第 3 回の試算を行うと全条件が満足する。

すなわち

容 量	位 置
y_{B3} 2.1 A (21.8 kVA)	分岐点より 2.2 km
y_{B2} 2.5 A (26.0 kVA)	分岐点より 5.2 km
y_2 2.3 A (23.8 kVA)	電源より 16.5 km
y_{B1} 1.3 A (13.5 kVA)	分岐点より 1.3 km
y_1 3.0 A (31.0 kVA)	電源より 8.5 km

このように幹線に負荷を持つ場合, 分岐線および幹線にコンデンサを設置する場合は幹線だけにコンデンサを設置する場合より条件が複雑であるけれども 2~3 回の試算でおおむね収れんするが, 以上の例でわかるとおり y の変化に対し $\int \{f(x) - y\} dx$ が大きく影響するので, 比較的正確に y を計算することができる。けれども以上は本文の理論を実際に適用する方法を示すため, やや正確に計算したが, 実際には容量規格に段階があるので, その中間の計算値を得たときは少しはずれるのはやむをえない。なお, 以上の例では計算を簡単にするため η および b を 0 とした。すなわち無効電流による電源の出力低下の影響およびコンデンサの設備投資の経費を省略したが, それぞれの値を入れれば計算は容易であるのでここでは例証を省略する。

UDC 621.315.051.2.016.356 : 21.311.1

一般二機送電系統における過渡安定度の 図式解析法*

資料・論文

36-108

正員 平 紗 多 賀 男† 正員 中 村 正 雄††

1. ま え が き

送電系統の過渡安定度問題は、その基本となる動揺方程式が三角関数を含む非線形二次微分方程式であるため、純数学的にその解を求め出すことは一般に不可能である。

これがため、近似的解法としての段々法、準理論法、あるいは等面積法、また最近は計算機による方法など種々の解析法が考え出されているが、いずれも多大の労力と時間、あるいは高価な装置を必要とする。

ただ、系統をリアクタンスだけからなる回路として取り扱った二機系統の過渡安定度問題については、さきに Byrd と Pritchard の両氏⁽¹⁾が膨大な計算によって完全な計算図表を与え、解析の労を取り除いている。

しかし、一般の送電系統をリアクタンスだけの回路とすることは必ずしも実際のではなく、それによって得られた結果には多少の疑問が伴う。

その後、Pritchard 氏と Clarke 女史⁽²⁾が抵抗を含む回路についての解析法を述べ、また最近 Aylett 氏⁽³⁾は系統を一般形として考えて、その具体的解析法についての一つの提案を行っている。しかしながら、これらの方法も実際計算となればかなりの手数を要する。

本文において筆者らが提案した二機系統過渡安定度の解析法は、電力動揺の方程式を完全な一般形で与え、これを図式的に端的に求め出そうと試みたものである。

すなわち、これを要約すれば、

二機系統動揺時においては、その相差角動揺の角速度と相差角の間には、簡単な関係があることに着目し、これら両者の関係曲線群を系統条件によって定まる一つの定数を媒介変数として与えておくことによって、これに「故障発生後、系統が安定であるためには、その後の条件変化のいかんにかかわらず、必ず動揺の

角速度が零となるべき瞬間が存在しなければならない」という条件を適用して、安定度問題解決に必要な諸資料を得ようとしたものである。

このうち、安定極限の故障回線しゃ断および再閉路相差角などは上記曲線上に直ちに求められるが、それに到達するまでの時間、すなわち、安定極限の故障回線しゃ断時間および許容無電圧時間などは、そのとき得られた資料から簡単な計算を行うことによって近似的に算出される。

また、故障が継続する場合に対しては、その安定の判定条件が、近似的に、動揺方程式中の定数項と初期相差角について一つの直線で表わされることが判明したので、これを簡単な一次式によって表示したが、これによって直ちに結果の判定を下すことができる。⁽⁴⁾

以上のほか、必要があれば、故障中-故障回線しゃ断後-再閉路後、各状態を通じて、相差角-時間動揺曲線を描くことも容易である。

最後に、本文においてはこの解析法を一つの例題系統に適用して、その結果を従来の段々法による場合と比較検討して示したが、これによって本法の利点を理解していただけることと思う。

なお、筆者らはさきに系統動揺時の等価電源問題について述べたが、⁽⁵⁾多機系統の問題はこれを二機系統の問題に集約して、その概要を明らかにしうる場合が多いので、本文に述べる解析法もその活用範囲はかなり広いものと考ええる。

2. 電力動揺の運動方程式

(2.1) 仮 定 問題の解析にあたり、簡単化のため次のように仮定を設ける。

- (a) 発電機および電動機の機械的入出力は一定。
- (b) 同期機の過渡内部誘起電圧は一定。

これらの仮定は、いずれも過渡安定度問題解析における常用手段であって、系統の安定、不安定はじょう乱発生後の 1s 以内の短時間で判定されるのが普通であるため、比較的動作速度の遅い水車の調速機および速応励磁方式以外の電圧調整器の影響などは、一般にこれを無視することができるので、これらの仮定は大して誤差の原因にはならないと考えられる。

* A Graphical Method of Analyzing Transient Stability Problems of General Two-Machine System. By T. HIRASA, Member & M. NAKAMURA, Member (Faculty of Engineering, University of Osaka Prefecture).

† 大阪府立大学工学部電気工学科講師，発送配電担当

†† 大阪府立大学工学部電気工学科教授，発送配電担当

(2・2) 電力動揺の運動方程式 一般二機送電系統の故障中、故障回線しゃ断後（以下単に故障しゃ断後と記す）および再閉路後の各状態での電力動揺の運動方程式は、前節の仮定を設け、等価単機系統として次のような各式で示される。（付録参照）

$$\left. \begin{aligned} \text{故障中:} & \quad \frac{d^2\theta}{dt^2} = p_f' - k_f \sin(\theta + \alpha_f) \\ \text{故障しゃ断後:} & \quad \frac{d^2\theta}{dt^2} = p_o' - k_o \sin(\theta + \alpha_o) \\ \text{再閉路後:} & \quad \frac{d^2\theta}{dt^2} = p_r' - k_r \sin(\theta + \alpha_r) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 θ ：同期機の内部誘起電圧間の相角度、 $\alpha_f, \alpha_o, \alpha_r$ ：各状態でのアドミタンス角の補角、 p_f', p_o', p_r' ：各状態での角加速度の定常項、 k_f, k_o, k_r ：同上変化項の係数

問題を普遍化するため、上記各式の両辺を k_f で割り無次元式にする。すなわち

$$\tau = \sqrt{k_f t} \dots\dots\dots (2)$$

として、次のように示す。

$$\left. \begin{aligned} \text{故障中:} & \quad \frac{d^2\theta}{d\tau^2} = p_f - \sin(\theta + \alpha_f) \\ \text{故障しゃ断後:} & \quad \frac{d^2\theta}{d\tau^2} = K_o \{ p_o - \sin(\theta + \alpha_o) \} \\ \text{再閉路後:} & \quad \frac{d^2\theta}{d\tau^2} = K_r \{ p_r - \sin(\theta + \alpha_r) \} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $p_f = p_f'/k_f, p_o = p_o'/k_o, p_r = p_r'/k_r, K_o = k_o/k_f, K_r = k_r/k_f$

結局、二機系統の過渡安定度問題はこれらの式を解析することに帰着する。

3. 電力動揺の安定極限条件

(3・1) 故障継続の場合 前掲、(3) 式第1式において、 $\tau=0$ における初期相差角を θ_0 とし、変形して

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau} \right)^2 = 2 \left[\int_{\theta_0}^{\theta} \{ p_f - \sin(\theta + \alpha_f) \} d\theta \right] + C \dots\dots\dots (4)$$

を得る。ここに初期角速度は零であるから積分定数 $C=0$ である。したがって上式は次のようになる。

$$\begin{aligned} \left(\frac{d\theta}{d\tau} \right)^2 &= 2 \{ [p_f \theta + \cos(\theta + \alpha_f)] \\ &\quad - [p_f \theta_0 + \cos(\theta_0 + \alpha_f)] \} \\ &= 2 \{ (p_f \theta_f + \cos \theta_f) - (p_f \theta_o + \cos \theta_o) \} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

ただし、 $\theta_f = \theta + \alpha_f, \theta_o = \theta_0 + \alpha_f$

系統の安定、不安定は動揺開始後、その後の条件変化のいかんにかかわらず、動揺の角速度が零となるべき瞬間が存在するやいなやによって決定されるから、その条件 $d\theta/d\tau=0$ を (5) 式に代入して

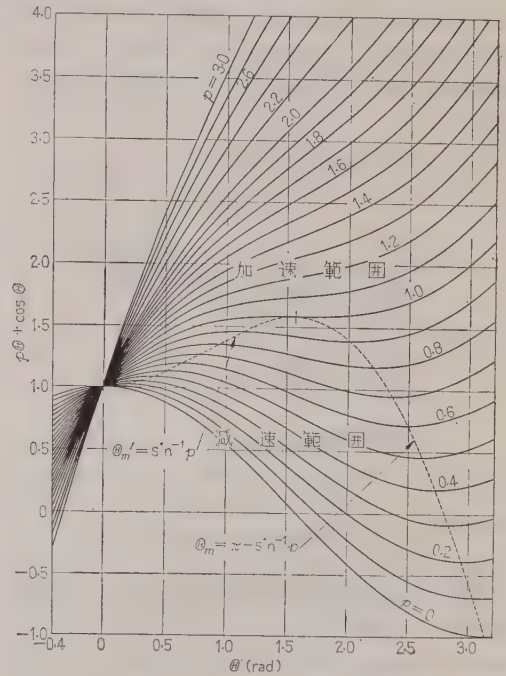
$$\sqrt{2} \{ (p_f \theta_f + \cos \theta_f) - (p_f \theta_o + \cos \theta_o) \} = 0 \dots\dots\dots (6)$$

を得、さらに

$$p_f \theta_f + \cos \theta_f = p_f \theta_o + \cos \theta_o \dots\dots\dots (7)$$

を得る。

ここに、 $(p_f \theta_f + \cos \theta_f)$ の一般形 $(p\theta + \cos \theta)$ と θ について、 p を媒介変数として第1図のような曲線群が描かれる。この図は本解析法において基本となるものであって、できるだけ正確であることが望まれる。



第1図 $(p\theta + \cos \theta)$ と θ の関係

この第1図において、各 p_f について、点線で示されるように、 $(p_f \theta_f + \cos \theta_f)$ の極大値および極小値が存在する。すなわち、 $(0 < \theta_f < \pi/2)$ の範囲で、その極大値における角は $\theta_{fm}' = \sin^{-1} p_f$ であり、また、極小値における角は $(\pi/2 < \theta_f < \pi)$ の範囲で、 $\theta_{fm} = \pi - \sin^{-1} p_f$ である。

さて、(5) 式において、左辺は2乗の値で必ず正であるので、右辺 $\{ \}$ 内の第1項は第2項より大である。したがって第1図で、点線で示される $(p_f \theta_f + \cos \theta_f)$ の極大値および極小値より下の範囲では、

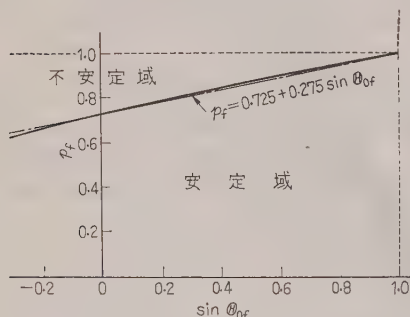
θ_f は θ_{0f} より小さくなって、その角は減少の傾向をたどり、減速されることになる。また、点線より上の範囲ではその角は加速される。

よって、 $p_f > 1$ の場合は、 $(p_f \theta_f + \cos \theta_f)$ は θ_f について単調増大で、加速範囲に終始し、(7) 式は成立されず、安定にはなりえない。 $0 < p_f < 1$ の範囲では極小点が存在し、 θ_{0f} の値いかんにより (7) 式が成立し、 p_f が小さいほどこれを成立させるべき θ_{0f} の存在範囲は増大する。この $(p_f \theta_f + \cos \theta_f)$ の極小点の角 θ_{fm} は安定極限の最大到達角であり、したがって故障継続の場合の安定極限は、(7) 式の θ_f に θ_{fm} を代入して、次のように表わすことができる。

$$p_f = \frac{\cos(\sin^{-1} p_f) + \cos \theta_{0f}}{(\pi - \sin^{-1} p_f) - \theta_{0f}} \dots\dots\dots (8)$$

上式の p_f と $\sin \theta_{0f}$ の関係は第2図のようになり、一般に考えられる θ_{0f} の範囲 $-0.3 < \theta_{0f} < \pi/2$ においてはほとんど直線となる。したがって、(8) 式は近似的に次のような単純な一次式で表わせることになる。

$$p_f = 0.725 + 0.275 \sin \theta_{0f} \dots\dots\dots (9)$$



第2図 故障継続の場合の安定領域

結局、一般二機送電系統の故障継続時における過渡安定度の安定極限は上式によって与えられる。

ここに、 p_f が (9) 式で与えられる値より小さければ不安定であり、大きければ安定であるから、その安定判定式は (9) 式を不等式の形にして

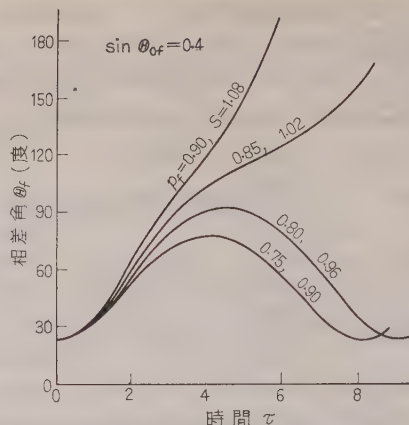
$$p_f \leq 0.725 + 0.275 \sin \theta_{0f} \dots\dots\dots (10)$$

と表わせる。

そこで、この式を満足する度合として過渡安定度係数 S なるものを考え

$$S = \frac{p_f}{0.725 + 0.275 \sin \theta_{0f}} \dots\dots\dots (11)$$

のように定義するならば、これによって $S > 1$ ならば不安定、 $S < 1$ ならば安定であることがわかり、また S の大きさは与えられた初期角 θ_{0f} について、安定極



第3図 安定度係数と相差角-時間 動揺曲線

限の p_f に対する与えられた p_f の裕度を示すことになる。一例として、 $\sin \theta_{0f} = 0.4$ の場合の相差角-時間動揺曲線と S の関係を第3図に示した。

(3.2) 故障しゃ断の場合 故障発生後、ある時間を経過してのち、その故障がしゃ断される場合について考える。前節同様、故障しゃ断後の動揺方程式 (3) 式の第2式を変形して次式を得る。

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^2 = 2K_e \{ p_f \theta + \cos(\theta + \alpha_e) \} - \{ p_f \theta_e + \cos(\theta_e + \alpha_e) \} + \left[\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_e} \right]^2 \dots\dots\dots (12)$$

ただし、 θ_e : 故障しゃ断時の相差角

ここに、故障しゃ断時の角速度の2乗は、

$$\left[\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_e} \right]^2 = 2 \{ p_f \theta_e + \cos(\theta_e + \alpha_f) \} - \{ p_f \theta_0 + \cos(\theta_0 + \alpha_f) \} \dots\dots (13)$$

である。したがって、(12) 式は次のように表わせる。

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)^2 = 2K_e \{ (p_f \theta_e + \cos \theta_e) - (p_f \theta_{00} + \cos \theta_{00}) \} + 2 \{ (p_f \theta_{0f} + \cos \theta_{0f}) - (p_f \theta_{0f} + \cos \theta_{0f}) \} \dots\dots\dots (14)$$

ただし、 $\theta_e = \theta + \alpha_e$, $\theta_{00} = \theta_0 + \alpha_e$,

$$\theta_{0f} = \theta_0 + \alpha_f$$

前節同様、上式に安定の条件 $d\theta/d\tau = 0$ を入れて

$$K_e \{ (p_f \theta_{00} + \cos \theta_{00}) - (p_f \theta_e + \cos \theta_e) \} = (p_f \theta_{0f} + \cos \theta_{0f}) - (p_f \theta_{0f} + \cos \theta_{0f}) \dots\dots\dots (15)$$

が得られる。また、 $(p_f \theta_e + \cos \theta_e)$ の極小点の角は $\pi/2 < \theta_e < \pi$ の範囲で

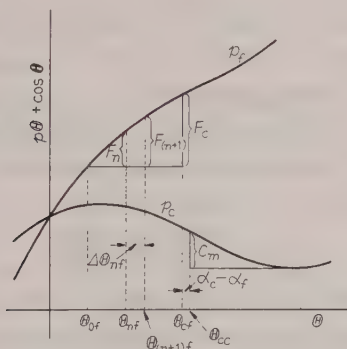
$$\theta_{em} = \pi - \sin^{-1} p_f \dots\dots\dots (16)$$

である。したがって、故障しゃ断の場合の安定極限の条件は (15) 式および (16) 式より次のように与えられる。

$$K_o \{ \{ p_o \theta_{co} + \cos \theta_{co} \} - \{ p_c (\pi - \sin^{-1} p_o) + \cos (\pi - \sin^{-1} p_o) \} \} \\ = (p_f \theta_{cf} + \cos \theta_{cf}) - (p_f \theta_{of} + \cos \theta_{of}) \quad (17)$$

この関係は、さきに与えた第1図の $(p\theta + \cos \theta)$ と θ の関係曲線群を用いれば、図式的に端的に求めることができる。

すなわち、簡単のため第4図のように、該当する p についての曲線を抜き出して示してみるならば、右辺は故障中の p_f の曲線において故障しゃ断の安定極限の角 θ_{cf} における $(p_f \theta_{cf} + \cos \theta_{cf})$ の値と、初期角 θ_{of} のそれとの差で表わされ、図中 F_o で示される。また、左辺は故障しゃ断後の p_o の曲線において、故障しゃ断の安定極限の角 θ_{co} に対する値と、 $(p_o \theta_{co} + \cos \theta_{co})$ の極小点における値との差 C_m の K_o 倍で表わされる。



第4図 故障しゃ断の場合の安定極限

したがって、ここで比例コンパスを用い、その比を K_o ととり、

$$\text{安定極限の条件 } F_o = K_o C_m \quad (18)$$

を満足する極限の角 θ_{of} を求めれば、それによって、安定極限の故障しゃ断相差角は

$$\theta_o = \theta_{of} - \alpha_f \quad (19)$$

として簡単に得られる。なお故障中と故障しゃ断後のアドミタンス角の補角の差 $(\alpha_o - \alpha_f) = (\theta_{co} - \theta_{cf})$ は横軸上のずれとして表わされる。

(3.3) 再閉路の場合 次に故障しゃ断後、さらにある無電圧時間ののち、再閉路する場合について考える。前節と全く同様に、動揺方程式 (3) 式より安定極限の条件は次のように与えられる。

$$K_o \{ (p_o \theta_{oo} + \cos \theta_{oo}) - (p_o \theta_{ro} + \cos \theta_{ro}) \}$$

$$+ K_r \{ (p_r \theta_{rr} + \cos \theta_{rr}) - \{ p_r (\pi - \sin^{-1} p_r) + \cos (\pi - \sin^{-1} p_r) \} \} \\ = (p_f \theta_{of} + \cos \theta_{of}) - (p_f \theta_{cf} + \cos \theta_{cf}) \quad (20)$$

ただし、 $\theta_{ro} = \theta_r + \alpha_o$, $\theta_{rr} = \theta_r + \alpha_r$, θ_r : 再閉路時の相差角

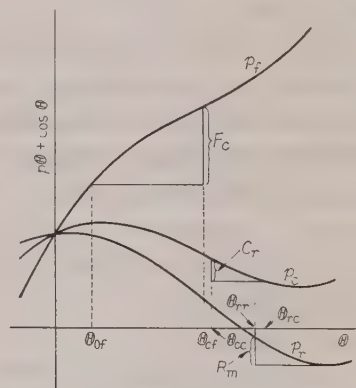
(20) 式は

$$F_o = (p_f \theta_{of} + \cos \theta_{of}) - (p_f \theta_{cf} + \cos \theta_{cf}) \\ C_r = (p_o \theta_{ro} + \cos \theta_{ro}) - (p_o \theta_{oo} + \cos \theta_{oo}) \\ R_m = (p_r \theta_{rr} + \cos \theta_{rr}) - \{ p_r (\pi - \sin^{-1} p_r) + \cos (\pi - \sin^{-1} p_r) \}$$

として

$$K_o C_r + K_r R_m = F_o \quad (21)$$

で表わすことができ、第4図同様、第5図にその関係を示す。



第5図 再閉路の場合の安定極限

すなわち、再閉路の場合も初期角 θ_{of} , p_f , p_o および p_r が与えられると、 K_o および K_r にそれぞれ比例コンパスの比を定めて、故障しゃ断時のずれ $(\alpha_o - \alpha_f)$, また再閉路時のずれ $(\alpha_r - \alpha_o)$ を横軸上にとって、(21) 式を満足する安定極限の角 θ_{of} および θ_{ro} が一義的に求まる。これによって、再閉路の場合の安定極限の故障しゃ断相差角 θ_o は $(\theta_{of} - \alpha_f)$ として、また再閉路相差角 θ_r は $(\theta_{ro} - \alpha_o)$ として得られる。

4. 安定極限の故障しゃ断時間と許容無電圧時間

前章において、故障しゃ断および再閉路の場合の安定極限の故障しゃ断相差角、あるいは再閉路相差角を求めた。しかし実際に必要であるのは、故障しゃ断の動作をするしゃ断器および継電器の動作時間整定のための安定極限故障しゃ断時間であり、また許容無電圧時間である。本章においてはこれらを図式的に求める

方法について述べる。

(4・1) 安定極限の故障しや断時間 故障しや断時間は、初期相差角から故障しや断相差角にいたるに要する時間である。

さて、故障中の任意の時間 τ_{nf} での相差角を θ_{nf} とすれば、そのときの角速度は (5) 式より次のように表わせる。

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_{nf}} = \sqrt{2\{(p_f\theta_{nf} + \cos\theta_{nf}) - (p_f\theta_{0f} + \cos\theta_{0f})\}} \dots\dots\dots (22)$$

ただし、 $\theta_{nf} = \theta_{nf} + \alpha_f$

ここに、右辺 { } の中の値は第4図において F_n で示される。したがってその角速度は次のようになる。

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_{nf}} = \omega_{nf} = \sqrt{2F_n} \dots\dots\dots (23)$$

ただし、

$$F_n = (p_f\theta_{nf} + \cos\theta_{nf}) - (p_f\theta_{0f} + \cos\theta_{0f})$$

いま、第4図において $\Delta\theta_{nf} = \theta_{(n+1)f} - \theta_{nf}$ とし、充分小さく $\Delta\theta_{nf}$ を取るならば、 θ_{nf} から $\theta_{(n+1)f}$ にいたる間の平均角速度 $\omega_{nf(\text{mean})}$ は近似的に

$$\omega_{nf(\text{mean})} \simeq \frac{1}{2} (\omega_{nf} + \omega_{(n+1)f}) \\ = \frac{1}{\sqrt{2}} (\sqrt{F_n} + \sqrt{F_{(n+1)}}) \dots\dots (24)$$

とおける。ただし、

$$\omega_{(n+1)f} = \left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_{(n+1)f}} \\ F_{(n+1)} = (p_f\theta_{(n+1)f} + \cos\theta_{(n+1)f}) - (p_f\theta_{0f} + \cos\theta_{0f})$$

である。したがって、 θ_{nf} から $\theta_{(n+1)f}$ にいたる $\Delta\theta_{nf}$ 間の時間 $\Delta\tau_{nf}$ は

$$\Delta\tau_{nf} \simeq \frac{\sqrt{2} (\theta_{(n+1)f} - \theta_{nf})}{\sqrt{F_n} + \sqrt{F_{(n+1)}}} \dots\dots\dots (25)$$

で与えられる。

よって、安定極限の故障しや断時間は初期角 θ_{0f} とその安定極限の角 θ_{cf} の間を適当に数分割して、あらかじめ与えられた $(p\theta + \cos\theta)$ と θ の関係曲線から、 p_f についての F_n の値を読み取り、 $\sum \Delta\tau_{nf}$ と

して求められる。〔実時間は (2) 式により求まる〕

この場合、必要な範囲において、 θ_{0f} と θ_{cf} 間の分割を $\Delta\tau_{nc} < 0.5$ になるようにとれば、精密に計算された段々法の結果にくらべてだいたい 3% の差異以下に収まるので、大して細かく分割する必要はない。

(5章例題参照)

(4・2) 許容無電圧時間 安定極限の故障しや断相差角からその再閉路相差角にいたるいわゆる許容無電圧時間は、前節同様 $(p\theta + \cos\theta)$ と θ の関係曲線で、 p_c についての値から図式的に求められる。

すなわち、故障しや断後の任意の相差角 θ_{nc} における角速度は (14) 式から次のように与えられる。

$$\left(\frac{d\theta}{d\tau}\right)_{\theta=\theta_{nc}} = \omega_{nc} = \sqrt{2(F_c - K_c C_{nc})} \dots (26)$$

ただし、

$$C_{nc} = (p_c\theta_{cc} + \cos\theta_{cc}) - (p_c\theta_{nc} + \cos\theta_{nc})$$

したがって、 $\Delta\theta_{nc}$ 間の時間 $\Delta\tau_{nc}$ は

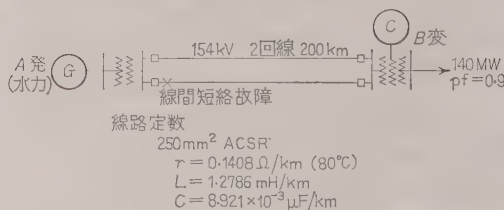
$$\Delta\tau_{nc} = \frac{\sqrt{2} (\theta_{(n+1)c} - \theta_{nc})}{\sqrt{F_c - K_c C_{nc}} + \sqrt{F_c - K_c C_{(n+1)c}}} \dots\dots\dots (27)$$

となり、 θ_{cc} から θ_{rc} にいたる許容無電圧時間はその間を数分割して、 $\sum \Delta\tau_{nc}$ として求めることができる。

(4・3) 相差角-時間動揺曲線 さらに必要があれば、同様にして故障中-故障しや断後-再閉路後、各状態を通じて相差角-時間動揺曲線も容易に描くことができる。

5. 例 題 計 算

以上の理論をより具体的に理解し、またこの方法による結果と、段々法のそれとを比較検討するため、例題系統について計算を行ってみる。



第 6 図 例題系統 (60 c/s)

第 1 表 系統機器の諸量

発電所名	同 期 機*			変 圧 器		
	容 量 (MVA)	インピーダンス (パーセント)	慣性定数 (パーセント)	量 容 (MVA)	電 圧 (kV)	インピーダンス (パーセント)
A 発	30×8	$\sqrt{x_q x_d'} = 0.458$	5.4	30×8	11/154	$0.006 + j 0.10$
B 変	30×4	$\sqrt{x_q x_d'} = 0.678$	2.5	30/33/15×8	140/77/11	1-2: $0.006 + j 0.12$ 1-3: " $+ j 0.16$ 2-3: " $+ j 0.06$

* ただし、A 発は発電機、B 変は同期調相機

(5.1) 系統の説明 例題系統は第6図のように、154 kV の二機系統で、系統機器の諸量は一括第1表に示すとおりである。

この系統において、平常時 B 変電所二次側母線に電圧 77 kV 一定、140 MV, 遅れ力率 90 % のインピーダンス負荷 ($P+jQ=140-j67.82$ MVA) がかかっているものとする。故障は A 発電所高圧側母線の近くの送電線で線間短絡が発生し、ある時間のうち 2 回線のうちの故障した 1 回線がしゃ断され、さらにその 1 回線が再閉路される場合を考える。

(5.2) 動揺方程式 上述のような系統に対し、各状態での電力動揺の運動方程式は

$$\tau = 9.80 t$$

として、それぞれ無次元式の形で表わせば次のようになる。

故障中:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} = 1.060 - \sin(\theta - 9^\circ 37')$$

故障しゃ断後:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} = 1.533 \{0.862 - \sin(\theta - 9^\circ 30')\}$$

再閉路後:

$$\frac{d^2\theta}{d\tau^2} = 2.000 \{0.556 - \sin(\theta - 9^\circ 37')\} \quad \dots\dots\dots (28)$$

ただし、 θ : 発電機と同期調相機との相差角、 θ_0 (θ の初期相差角) $= 43^\circ 23'$

上式、第1式で故障中の $p_f (=1.060)$ は 1 より大きいので、(10) 式で検討するまでもなく、このままでは不安定となり、故障しゃ断などの処置を施さなければならぬ。

(5.3) 安定極限の故障しゃ断および再閉路相差角

各状態での動揺方程式の定常項の値について、($p\theta + \cos\theta$) と θ の関係は第7図のごとくである。

故障しゃ断だけの場合は

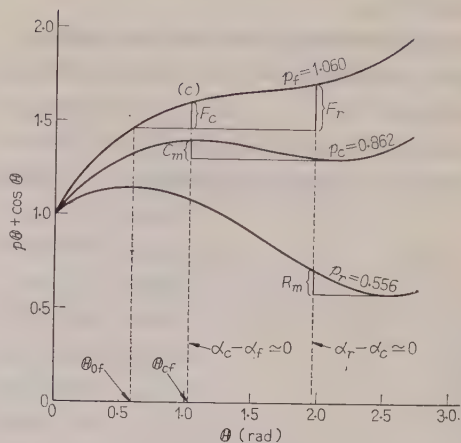
p_f 曲線についての

$$\begin{aligned} \text{初期角 } \theta_{0f} &= \theta_0 + \alpha_f = 43^\circ 23' - 9^\circ 37' \\ &= 33^\circ 46' (=0.589 \text{ rad}) \end{aligned}$$

と p_c 曲線の極小値での角とについて、両曲線の横軸上のずれ

$$\alpha_c - \alpha_f = -9^\circ 30' + 9^\circ 37' = 0^\circ 7' (=0.02 \text{ rad})$$

を考慮して、(この場合、この値は非常に小さいので零と考える) 比例コンパスの比を $K_c = 1.533$ にとつて、安定極限の条件 $F_c = K_c C_m$ を満足する点 c を求める。この c 点の角 θ_{cf} から、求める安定極限の故障しゃ断相差角は



第7図 例題系統における ($p\theta + \cos\theta$) と θ の関係

$$\begin{aligned} \theta_c &= \theta_{0f} - \alpha_f = 1.026 + 0.168 = 1.193 \text{ (rad)} \\ &= 68^\circ 22' \end{aligned}$$

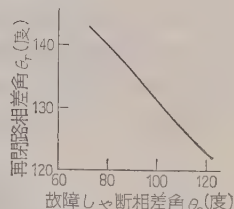
となる。ただし、 $0.168 \text{ rad} = 9^\circ 37'$ である。

次に故障しゃ断に続いて再閉路を行う場合は、上述の故障しゃ断だけで再閉路を行わない場合 (これは許容無電圧時間無限大の場合に相当する) と、これと同様の方法を p_f と p_r 曲線に適用して求められる故障しゃ断即時再閉路の場合 (これは許容無電圧時間 0 の場合に相当する) との間の任意の故障しゃ断角 θ_{enf} を考え、これに対し

安定極限条件

$$F_{cn} = K_c C_{rn} + K_r R_{mn}$$

を満足するような再閉路角 θ_{rnc} を第7図より図式的に求め出す。この操作を数個の故障しゃ断角について行って、第8図のような安定極限の故障しゃ断相差角と再閉路相差角の関係が得られる。



第8図 安定極限の故障しゃ断相差角と再閉路相差角

(5.4) 安定極限の故障しゃ断時間と許容無電圧時間 (故障しゃ断だけの場合) その安定極限の故障しゃ断時間は、前節で求められた初期角 0.589 rad から、しゃ断角 1.026 rad までの間を適当に数分割 (この場合は $0.65, 0.84 \text{ rad}$ で区切り 3 分割) して、(25) 式を用い、第7図 p_f 曲線より $\sum \Delta\tau$ として

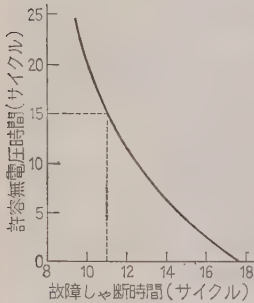
$$\tau = 1.413$$

したがって、これを実時間に変換して

$$t = \tau / 9.80 = 0.144 \text{ s}$$

を得る。

再閉路を行う場合は、第8図に示される範囲内の、任意のしゃ断角 $\theta_{cnf}(=\theta_{cn}+\alpha_f)$ に対する安定極限しゃ断時間を(25)式より求め、そのしゃ断相差角 θ_{cn} に対応する再閉路相差角 θ_{rn} を第8図によって定め、 p_0 曲線上でのしゃ断角 $\theta_{cno}(=\theta_{cn}+\alpha_0)$ から再閉路



第9図 安定極限の故障しゃ断時間と許容無電圧時間

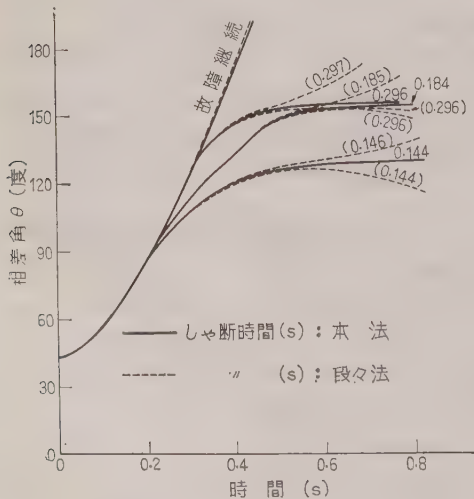
角 $\theta_{rne}(=\theta_{rn}+\alpha_0)$ にいたるまでの許容無電圧時間を(27)式によって求め、第9図のような関係を得る。この図より、この系統で許容される無電圧時間を考慮することにより、安定極限の故障しゃ断時間が決まる。たとえば、この154kV系統における最小許容無電圧時間を15サイクル

(60c/s 系統)と仮定すれば、安定極限の故障しゃ断時間は11.04サイクル(=0.184s)となる。

なお、故障しゃ断即時再閉路の安定極限しゃ断時間は0.296sとなる。

(5-5) 段々法による結果の検討 以上求められた各結果を、段々法によって求められた結果と比較して図示すれば第10図のとおりである。

すなわち、故障しゃ断だけ、許容無電圧時間15サイクルおよび故障しゃ断即時再閉路の各場合について、その安定極限の故障しゃ断時間は、本方法ではそれぞれ0.144, 0.184 および 0.296s であり、段々法では



第10図 相差角-時間動揺曲線

だいたい0.145, 0.184 および 0.296s となり、両者の差異はいずれの場合も1%以下にとどまり、計算誤差と考えられる範囲内である。また相差角-時間動揺曲線もほとんど同じ曲線になっている。しかもその手数に関しては隔段の相違がある。

6. むすび

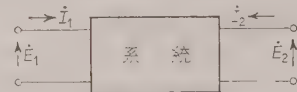
以上のように、本方法によれば従来の方法と比較し、非常に簡潔に、一般二機送電系統の過渡安定度の種々の解析を行うことができる。すなわち p を媒介変数とする $(p\theta + \cos \theta)$ と θ の関係曲線を一般形で、あらかじめ相当大きく正確に与えておけば、動揺方程式さえ得られれば、後は図式的に簡単に解析することができる。(昭和36年3月27日受付)

文 献

- (1) H.L. Byrd & S.R. Pritchard: Gen. Elect. Rev. **36**, 81 (1933)
- (2) S.R. Pritchard & Edith Clarke: Gen. Elect. Rev. **37**, 87 (1934)
- (3) P.D. Aylett: Proc. Instn Elect. Engrs **105**, Pt. C, 527 (1958)
- (4) 益子・中村・平紗: 昭 35 連大 855
- (5) 益子・中村・藤村・中西: 電学誌 **77**, 714 (昭 32)

付 録

(1) 故障の前後および故障しゃ断後の電力 付第1図のような二機系統において、その平常運転時すなわち故障前の電流-電圧関係式は



付第1図

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{Y}_{11}\dot{E}_1 - \dot{Y}_{12}\dot{E}_2 \\ \dot{I}_2 = -\dot{Y}_{12}\dot{E}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{E}_2 \end{cases} \dots\dots\dots (付1)$$

ただし、 \dot{Y}_{11} , \dot{Y}_{22} : それぞれの自己アドミタンス, \dot{Y}_{12} : 相互アドミタンス

となり、それぞれの有効電力 P_1 および P_2 は

$$\begin{aligned} P_1 &= Y_{11}E_1^2 \cos \beta_{11} - Y_{12}E_2E_1 \cos(\theta_0 + \beta_{12}) \\ &= Y_{11}E_1^2 \sin \alpha_{11} + Y_{12}E_2E_1 \sin(\theta_0 - \alpha_{12}) \\ P_2 &= -Y_{12}E_1E_2 \cos(\theta_0 - \beta_{12}) + Y_{22}E_2^2 \cos \beta_{22} \\ &= -Y_{12}E_1E_2 \sin(\theta_0 + \alpha_{12}) + Y_{22}E_2^2 \sin \alpha_{22} \end{aligned} \dots\dots\dots (付2)$$

ただし、 θ_0 : (E_1 の平常運転時位相角 θ_{10}) - (E_2 の平常運転時位相角 θ_{20}), $-\beta_{11}$, $-\beta_{22}$, $-\beta_{12}$: Y_{11} , Y_{22} , Y_{12} のアドミタンス角, $\alpha_{11} = 90^\circ - \beta_{11}$, $\alpha_{12} = 90^\circ - \beta_{12}$, $\alpha_{22} = 90^\circ - \beta_{22}$

と表わせる。

系統中になんらかの故障が生じた場合、それらの有効電力は同様に、添字 f を付して

$$\left. \begin{aligned} P_{1f} &= Y_{11f} E_1^2 \sin \alpha_{11f} + Y_{12f} E_2 E_1 \sin(\theta - \alpha_{12f}) \\ P_{2f} &= -Y_{12f} E_1 E_2 \sin(\theta + \alpha_{12f}) \\ &\quad + Y_{22f} E_2^2 \sin \alpha_{22f} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(\text{付 } 3)$$

ただし、 $\theta = (E_1 \text{ の位相角 } \theta_1) - (E_2 \text{ の位相角 } \theta_2)$

と表わすことができ、故障しゃ断後も添字 c として与えられる。なお、再閉路後は故障前の(付2)式で与えられる。

(2) 電力動揺の運動方程式 電力動揺の運動の方程式は入出力の差によって、同期機が角速度変化を受けることを示すもので、故障中の動揺方程式を考える場合、故障前後の入出力差 ΔP_{1f} および ΔP_{2f} はそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} \Delta P_{1f} &= P_1 - P_{1f} \\ &= \{ (Y_{11} \sin \alpha_{11} - Y_{11f} \sin \alpha_{11f}) E_1^2 \\ &\quad + Y_{12} E_1 E_2 \sin(\theta_0 - \alpha_{12}) \\ &\quad - Y_{12f} E_2 E_1 \sin(\theta - \alpha_{12f}) \\ &= p_{1f} - k_{12f} \sin(\theta - \alpha_{12f}) \\ \Delta P_{2f} &= P_2 - P_{2f} \\ &= \{ (Y_{22} \sin \alpha_{22} - Y_{22f} \sin \alpha_{22f}) E_2^2 \\ &\quad - Y_{12} E_1 E_2 \sin(\theta_0 - \alpha_{12}) \\ &\quad + Y_{12f} E_1 E_2 \sin(\theta + \alpha_{12f}) \\ &= p_{2f} + k_{12f} \sin(\theta + \alpha_{12f}) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(\text{付 } 4)$$

ただし、 p_{1f} : 第1式右辺第1項 { } 中の値、 p_{2f} : 第2式右辺第1項 { } 中の値、 k_{12f} : $Y_{12f} E_1 E_2$

となる。また、それぞれの電力動揺の運動方程式は

$$\frac{M_1}{\omega} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} = \Delta P_{1f}, \quad \frac{M_2}{\omega} \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} = \Delta P_{2f}$$

であるから、(付4)式により

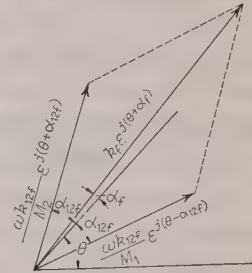
$$\left. \begin{aligned} \frac{d^2 \theta_1}{dt^2} &= \frac{\omega}{M_1} \{ p_{1f} - k_{12f} \sin(\theta - \alpha_{12f}) \} \\ \frac{d^2 \theta_2}{dt^2} &= \frac{\omega}{M_2} \{ p_{2f} + k_{12f} \sin(\theta + \alpha_{12f}) \} \end{aligned} \right\}$$

.....(付5)

ただし、 M_1, M_2 : それぞれの同期機の慣性定数となり、第1式から第2式を差し引いて

$$\begin{aligned} \frac{d^2 \theta}{dt^2} &= \left(\frac{\omega}{M_1} p_{1f} - \frac{\omega}{M_2} p_{2f} \right) \\ &\quad - \left\{ \frac{\omega k_{12f}}{M_1} \sin(\theta - \alpha_{12f}) \right. \\ &\quad \left. + \frac{\omega k_{12f}}{M_2} \sin(\theta + \alpha_{12f}) \right\} \dots\dots\dots(\text{付 } 6) \end{aligned}$$

を得る。右辺第2項について、付第2図によって



付第2図

$$k_f = \omega k_{12f} \sqrt{\frac{1}{M_1^2} + \frac{1}{M_2^2} + \frac{2 \cos(2 \alpha_{12f})}{M_1 M_2}} \dots\dots\dots(\text{付 } 7)$$

および

$$\alpha_f = \tan^{-1} \left\{ \frac{M_1 \sin(2 \alpha_{12f})}{M_2 + M_1 \cos(2 \alpha_{12f})} \right\} - \alpha_{12f} \dots\dots\dots(\text{付 } 8)$$

として、(付6)式は次のように示される。

$$\frac{d^2 \theta}{dt^2} = p_f' - k_f \sin(\theta + \alpha_f) \dots\dots\dots(\text{付 } 9)$$

ただし、

$$p_f' = \frac{\omega p_{1f}}{M_1} - \frac{\omega p_{2f}}{M_2}$$

これが二機送電系統の一括された等価単機系統の故障中の電力動揺の運動方程式である。故障しゃ断後および再閉路後の動揺方程式も同様に求めることができる。

UDC 621.375.2 : 621.385.48

MT 形サイラトロンを用いた電流変成形 サイラトロン増幅器の応用*

資料・論文

36-109

正員 畑 四 郎† 正員 高 島 修 直†† 正員 徳 田 精††

1. は し が き

著者らは、さきに電流変成形サイラトロン増幅器⁽¹⁾について報告し、サイラトロンの電圧、電流耐量を有効に利用でき、自動制御系に適した増幅回路を提案したが、今回、MT 形サイラトロン 2D 21 を 2 本用いて、2 kW の直流他励発電機の自動電圧調整および電磁カップリングを有する 10 HP の三相誘導電動機の速度制御を行った。その結果、ほぼ満足すべき成果をあげ、本方式が従来のサイラトロン電流をそのまま負荷に流す方式より設備費、維持費ともに安価であり、実用性をも確認したので以下その結果を報告する。

2. 電流変成負荷方式とサイラ トロンの有用性

著者らがさきに報告した電流変成形サイラトロン増幅器⁽¹⁾のうち、A 回路と称えたものは、第 1 図に示すように低圧で比較的電流の大きい負荷の場合、負荷と変成器 T を直列に接続し、二次側で高圧、小電流に変換し、これを無接点同期開閉器により、各半波ごとに信号電圧に対応した位相からその半波の終りまで短絡すると、この期間電源電圧が負荷に加わる。したがって信号電圧によって短絡期間を変化させ負荷への電力を制御するものである。無接点開閉器としてサイラトロンあるいは磁気増幅器を用いることができるが、高圧、小電流という立場からサイラトロンが最適であ

る。かくしてサイラトロンの格子制御可能電力

$$W_t = E_p I_{av} \dots\dots\dots (1)$$

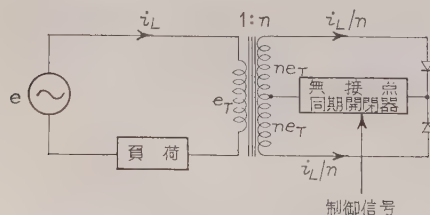
ただし、 E_p : 陽極耐順電圧、 I_{av} : 陽極平均電流

が充分活用できるので、MT 形サイラトロンでもかなりの電力が制御できる。たとえば、MT 形サイラトロン 2D 21 2 本でも交流負荷なら約 100 VA の電力が制御できる。したがって 100 V の交流負荷なら 1 A の電流が制御できるわけで、これを、もしサイラトロンの放電電流を直接供給する方式でやるならば、陽極平均電流 0.45 A の容量のものが必要でサイラトロン 2G 57 (陽極平均電流 0.3 A) より大きい球が必要である。

無接点同期開閉器として、サイラトロンとはなはだ類似した動作方式の Ramey の速応性磁気増幅器を用いることも可能なわけで、すでに実験を行ってかなりの成果を得ている。⁽²⁾⁽³⁾しかしサイラトロンにくらべて入力インピーダンス、過渡応答などの点で劣っており、二三の問題もあるので現在研究中である。結局、電流変成負荷方式の本質から考えてサイラトロンのほうが適当しているといえる。

3. 回 路 構 成

第 1 図の回路で MT 形サイラトロン 2D 21 を用いて、無接点同期開閉器として短絡期間の制御に用い、一次回路に整流器のブリッジをそう入して直流出力が得られる電流変成形サイラトロン増幅器を構成した。格子制御方式として垂直制御⁽⁶⁾を用いた。これは陽極電圧より 90° 移相した一定振幅交流電圧をサイラトロンの格子にバイアスとして加え、これに信号電圧 (有極性直流電圧) を重ね合わせて点弧を制御する方式である。制御閉ループを構成する関係上、サイラトロン 格子入力側に双三極管 12 AT 7 を用いた直流差動増幅器を置き、12 AT 7 の陰極に定電圧放電管 VR-105 MT を用いて基準電圧とした。これらの回路を第 2 図に示す。12 AT 7 の両陽極間の C および R は点弧角を安定させるためのもので、これについてはのちに説明する。

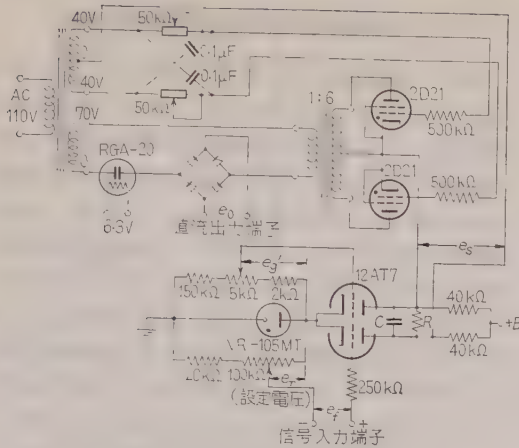


第 1 図 電流変成負荷方式原理図

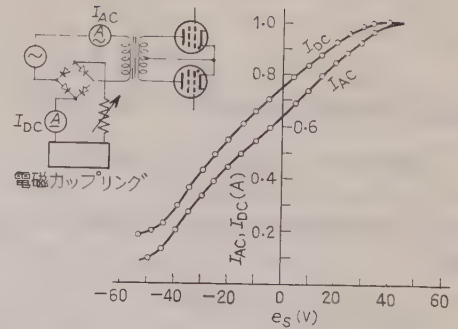
* Some Applications of the Current Transform Type Thyatron Amplifier Constructed with MT Type Thyatrons. By S. HATA, Member, Y. TAKASHIMA, Member & T. TOKUDA, Member (Faculty of Engineering, University of Osaka Prefecture).

† 大阪府立大学工学部電子工学教室、電気機器講座

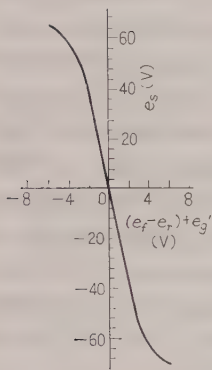
††大阪府立大学工学部電気工学教室



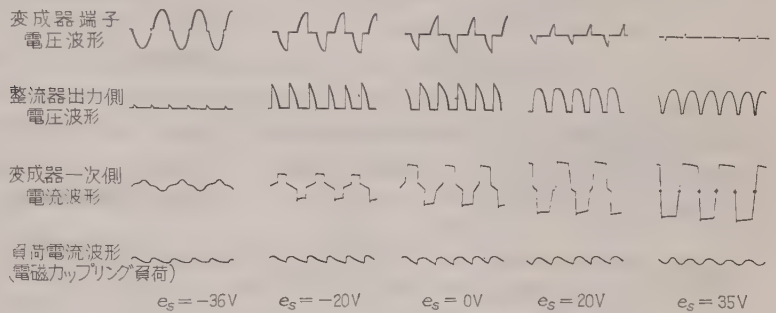
第 2 図 直流差動増幅回路と電流変成形サイラトロン増幅回路



第 4 図 電流変成形サイラトロン増幅回路の特性の一例



第 3 図 直流差動増幅回路の静特性



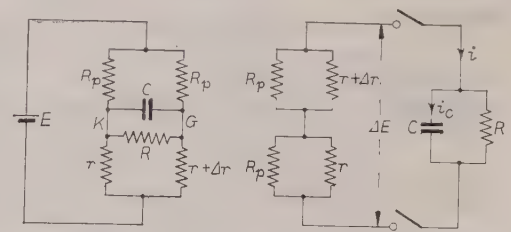
第 5 図 電磁カップリング励磁巻線を負荷とした場合の各部の電圧、電流波形

4. 静 特 性

第 3 図は直流差動増幅器の入出力特性である。第 4 図は電磁カップリング巻線を負荷とした場合の電流変成形サイラトロン増幅回路の入出力間の静特性で、図中 I_{DC} は負荷直流電流、 I_{AC} は変成器一次電流 (RMS) である。第 5 図はサイラトロンの格子電圧を種々の値にとったときの電流変成器一次端子電圧波形、負荷端子電圧波形、変成器一次電流波形および負荷電流波形のオシログラムである。

5. 点 弧 角 の 安 定

直流差動増幅器において、入力信号がはいってき、二つの三極管の内部抵抗が等しくなくなると、両陽極間に出力電圧が現われるのであるが、いま第 6 図 (a) の等価回路を考えて、陽極負荷抵抗を R_p とし平衡点における三極管の内部抵抗を r とする。入力信



(a) 差動増幅回路の等価回路 (b) R 端の出力電圧を求める回路
第 6 図

号が変化して、内部抵抗が $(r + \Delta r)$ になった場合、出力端子 GK 間に現われる電圧 e_s について考察する。 C および R のない場合、内部抵抗が入力信号によって $(r + \Delta r)$ になったとき GK 間に現われる電圧 ΔE は第 6 図 (b) より

$$\Delta E = \frac{R_p}{R_p + r} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\Delta r}{R_p + r}} \right) E_B \dots\dots (2)$$

となる。このとき GK 間に C, R がそう入されたところと、図中の記号を用いて

$$R_e i + \frac{1}{C} \int i_o dt = \Delta E \dots \dots \dots (3)$$

ここで

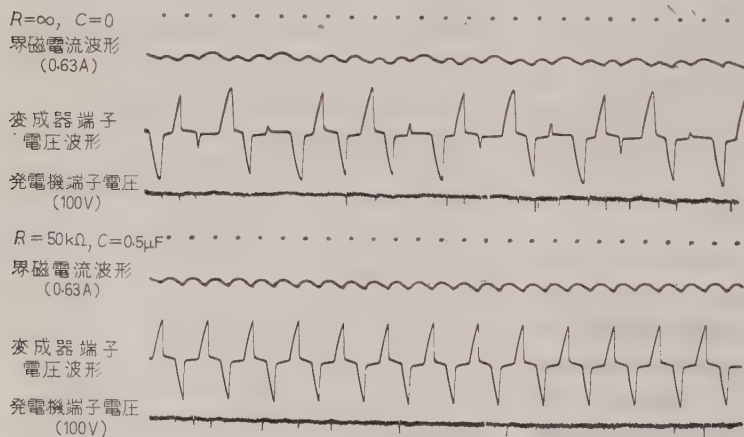
$$R_e = \frac{R_p r}{R_p + r} + \frac{R_p (r + \Delta r)}{R_p + r + \Delta r} \dots \dots \dots (4)$$

$$R(i - i_o) = \frac{1}{C} \int i_o dt \dots \dots \dots (5)$$

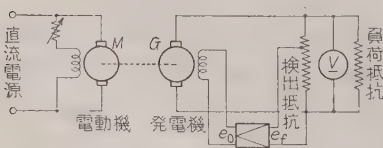
上式より i_o を求め、 e_s を計算すると次式のようになる。

$$e_s = \frac{R \Delta E}{R_e + R} \left(1 - e^{-\frac{R_e + R}{CR_e R} t} \right) \dots \dots \dots (6)$$

この式でわかるように、静電容量 C が存在しないときは、右辺括弧内の第2項は0となり、 e_s は ΔE と時間遅れなしに変化する。内部抵抗 r の変化、すなわち格子入力電圧の変化に対して敏感に変化するので、サイラトロンの出力電圧も不規則になる。そこで C をそう入して、適当な時定数をもたせることにより、点弧角を安定させることができる。第7図は直流発電機の自動電圧調整の際の C, R のそう入における点弧角の不安定さと、 C, R そう入後における安定した点弧角の状況を示すオシログラムである。



第7図 C, R のそう入による点弧角の安定状況



第8図 他励直流発電機の自動電圧調整回路

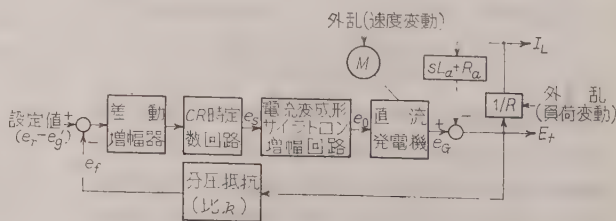
6. 直流他励発電機の自動電圧調整

(6.1) 回路構成および静特性 第8図に示すように、第2図に示す電流変成形サイラトロン増幅回路を直流機により駆動される直流他励発電機に結合して制御閉ループを形成し、負荷の変動、電動機速度の変動などの外乱に対して発電機端子電圧を一定に保つべき自動電圧調整を行った。実験に用いた直流発電機、電動機とも同一定格で、2.5 kW, 110 V, 22.7 A, 1,500 rpm である。この回路の構成図は第9図のようになる。第10図は自動電圧調整を施した場合の発電機端子電圧と負荷電流特性である。電圧変動率は後述するように、 CR および検出抵抗による分圧比によって変化するが、これらを適当な値に選べば電圧変動率を1%以内に抑えることができる。

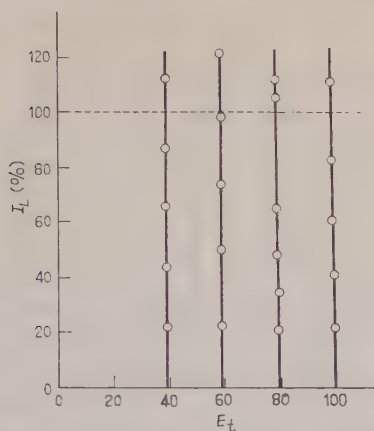
(6.2) 過渡応答 第11図(a)は自動電圧調整を行った場合の負荷急変に対する過渡応答である。同図(b)は一定励磁電流のもとで、同一発電機の負荷急変に対する過渡応答である。この場合、原動機が直流分巻電動機であるため、電動機の過渡特性に起因する応答も含まれている。これらの結果よりみて、電圧変動率も小で、応答速度も大であるから自動電圧調整が良好に動作していると断定できる。増幅器出力電流の最大値が発電機の必要とする励磁電流に対して、いまだ

し余裕があれば、電圧変動率もさらに改善できるものと思う。

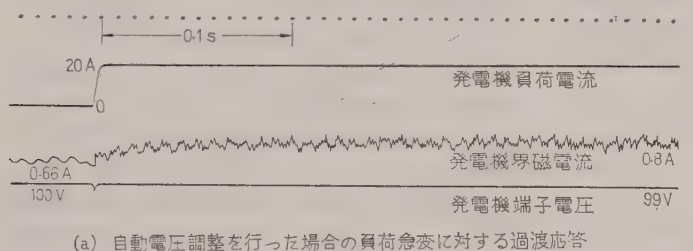
(6.3) 電圧変動率 第9図の構成図に示す各要素のうちで、原動機の変動率に基づく電圧変動は無視できるが、抵抗分圧による帰還量と、 CR 時定数回路による差動増幅器の感度とが電圧変動率に影響をおよぼす。出力電圧 E_t に対して帰還電圧を kE_t とし、無負荷時に $E_t = 100$ V に設定しておいて、負



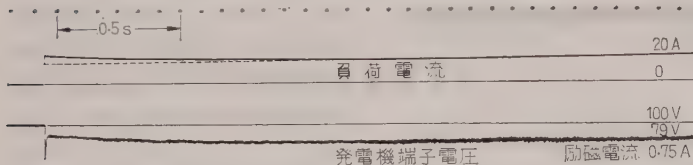
第9図 自動電圧調整回路の構成図



第 10 図 他励発電機の自動電圧調整特性

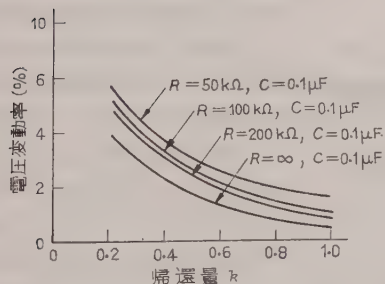


(a) 自動電圧調整を行った場合の負荷急変に対する過渡応答



(b) 一定励磁の場合の負荷急変に対する過渡応答

第 11 図

第 12 図 種々の C, R 時定数に対する
帰還量と電圧変動率の関係

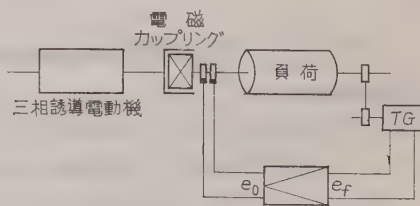
荷電流を 20 A まで急変した場合について、 C, R をパラメータとして電圧変動率を測定すると第 12 図のようになった。この結果から基準電圧を大きく取りうる場合には $k=1$ すなわち直結帰還が良好な電圧変動率を与える。これは検出感度から考えて当然のことである。 CR 時定数回路のうちで、 C はおもに時定数にだけ影響をもち、サイラトロンの特長に寄与

するが、 R は差動増幅器の感度に大きく関係するので、電圧変動率に影響をおよぼす。 R が小さいと直流増幅の感度が低下し、電圧変動率は悪くなる。 R を大にすると電圧変動率は良好になるが、 R が大きすぎると感度がよくなりすぎて不安定となる。実験によると $R=100 \text{ k}\Omega$, $C=0.5 \mu\text{F}$ くらいが適当であった。

7. 電磁カップリング誘導電動機の世界制御

(7.1) 回路構成 第 2 図に示した増幅回路を用いて、電磁カップリング誘導電動機の世界制御を行う場合の閉ループを第 13 図に示す。供試電動機は M 社製 10 HP, 三相 4 極, 220 V, 電磁カップリングは溶接により組み立てた直径 325 mm, ギャップ 1.2 mm, 24 極のもので 0.8 mm のホルマール線が 1,500 回

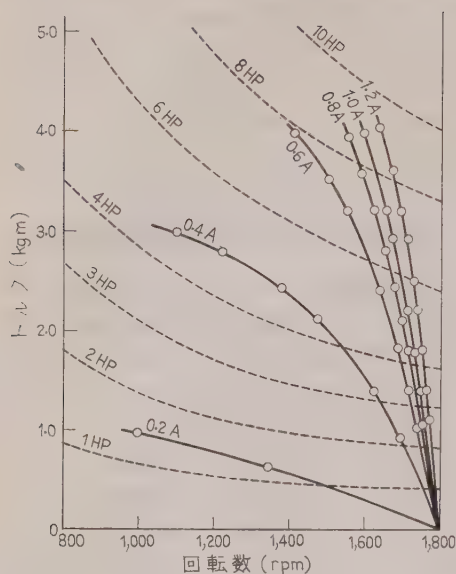
巻いてある。速度検出には、S 社製回転計発電機（直流 30 V/1,000 rpm）を用いて、増幅回路へ帰還している。従来、この電動機の制御には磁気増幅器あるいはサイラトロンが用いられていたが、サイラトロン方式では大形サイラトロンを用いて、その放電電流を直接負荷に供給する回路方式が採用されていた。著者は電流変成形サイラトロン増幅回路を用いて、MT 形サイラトロンにより、同等の成果を得た。MT 形サイラトロンを用いることにより、ヒータ加熱電力の減少、設備費の節減、サイラトロン消耗取換費の軽減



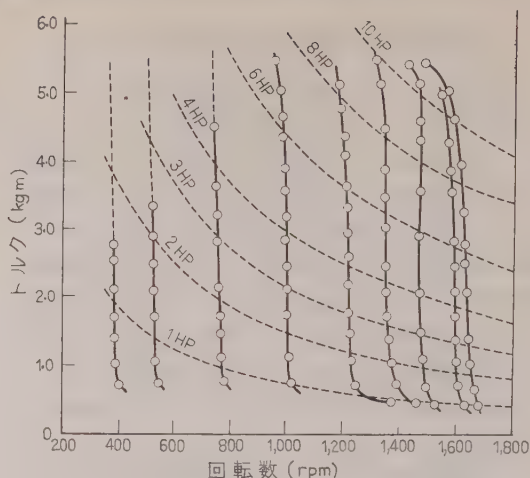
第 13 図 電磁カップリング電動機の世界制御回路

などの利益があり、さらにヒータ余熱時間も少なくなる。なお磁気増幅器を用いたものよりサイラトロンを用いた方式が制御性能がよい。⁽⁴⁾

(7.2) 諸特性 第 14 図は供試機の定励磁における回転数-トルク特性である。図中の点線は定出力曲線を示す。第 15 図は第 13 図に示す閉ループを構成し、負荷の世界制御を行った場合の種々の速度設定点における回転数-トルク特性である。この特性より速



第 14 図 定励磁回転数-トルク特性

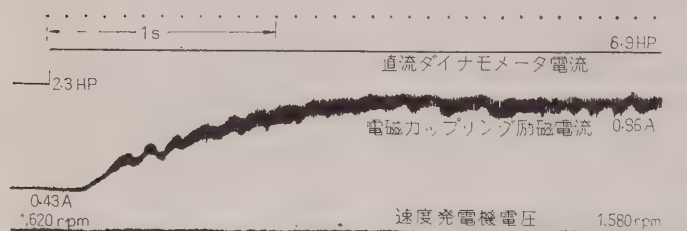


第 15 図 電流変成形サイラトロン増幅器を用いた速度制御特性

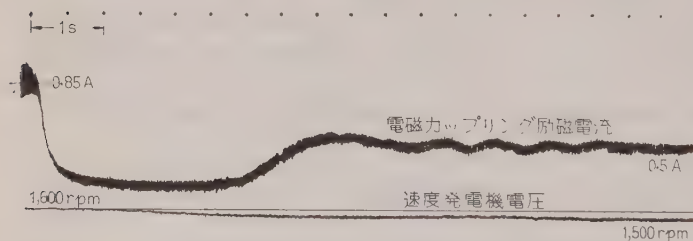
答、同図 (b) は設定速度を急変した場合の励磁電流および速度の過渡応答である。

8. 結 言

以上、電流変成形サイラトロン増幅器の応用として MT 形サイラトロン 2 D 21 を 2 本用いて構成した増幅器により、直流他励発電機の自動電圧調整および電磁カップリング誘導電動機速度制御を行って、大形サイラトロンを用いると同等の成果を得た。さらに著者は、2 D 21 を用いた電流変成形サイラトロン増幅器に外部帰還磁気増幅器を継続して 15 kW の直流発電機の自動電圧調整を行い良好な結果を得ている。⁽⁵⁾ 本方式は文献 (1) にも述べたように磁気増幅器にくらべ、入力インピーダンス、速応性などの点ですぐれており、サイラトロンの格子制御可能な電力を充分活用できる点で



(a) 負荷を急変した場合の励磁電流と速度の過渡応答



(b) 設定速度を急変した場合の励磁電流と速度の過渡応答

第 16 図

度変動率を求めると約 3.5 % になる。この値はサイラトロン制御としては少し大きい、実験に用いた電磁カップリングが溶接により組み立てられているので、ひずみにより接合部に空けきができ、磁路が部分的に飽和を生じていることに起因すると考えられる。さらに長軸間隔のベルト結合によって負荷をかけたので、ベルトのすべりも一因とみられる。これらの諸条件が改善できれば、ここに用いた増幅器で 20 HP の電動機まで制御できるみとおしである。第 16 図 (a)

経済的でもある。

これらの諸結果が自動制御の発達の一助ともなれば幸甚である。最後に平素よりご指導、ごべんたつを賜っている本学の宮越教授に厚くお礼申し上げます。

(昭和 36 年 3 月 30 日受付)

文 献

- (1) 光野・徳田・畑：電学誌 **78**, 1281 (昭 33)
- (2) 中野：大阪府立大学工学部電気工学教室卒業論文 (昭 33)
- (3) 光野・徳田・畑：昭 35 連大 615
- (4) 浜島・吉原：安川電機製作所カタログ C-1044
- (5) 徳田・畑・高島：昭 36 連大 697
- (6) 電気学会放電管専門委編：放電管便覧 p. 51~52 (昭 32)

UDC 621.313.1.043.3.001.4 : 621.315.53

アルミニウム鋳込回転子の新試験法*

資料・論文

36-110

正員 片木 剣三 郎†

1. 緒 言

アルミニウム鋳込回転子で設計、製作上問題となる点はアルミニウム導体間あるいは導体とスロット壁、表面鉄心間の短絡により生ずる二次電流に基因する損失である。この損失の大きい回転子では小さいものに比較して一般に加速時のトルクが低下し、この傾向は三相誘導電動機よりも単相誘導電動機、特に起動巻線を除き単相運転した場合に著しく、極端に悪いものではこのトルクが負になるものもみられる。したがってアルミニウム鋳込回転子は、通例種々の処理を行い、短絡の影響をできるだけ少なくして使用しており、この際、回転子の良否を試験することが必要となる。これには各種の試験法があるが、工程中の試験として回転子単独による試験がもっとも望ましい。これに関する従来の文献⁽¹⁾⁽²⁾は固定子と組み合わせて行う試験がおもで、回転子単独のものはほとんどない。このため、筆者は新たにU字形フェライト製検出器を考え、新試験法を開発したのでこれを報告する。

2. アルミニウム鋳込回転子の試験法

アルミニウム鋳込回転子の試験法として、まず考えられるものは次のとおりである。

- | | | |
|-----------|---|------------------|
| (1) 回転試験法 | { | (a) 速度-トルク特性による法 |
| | | (b) 起動時間の測定による法 |
| | | (c) 漂遊負荷損の測定による法 |
| (2) 静止試験法 | { | (d) 電流、力率の測定による法 |
| | | (e) 二次抵抗による法 |
| | | (f) U字形検出器を使用する法 |

(1) は回転子を誘導電動機に組み込み回転させて試験する方法で、(a) は加速時のトルクの大小から、(b) は一定速度に達する時間の多少から判定するものである。(c) は Packer 氏の論文⁽¹⁾に述べてある方法で、被測定誘導電動機を駆動用電動機と結合させて逆回転法により漂遊負荷損を求め、これから判別する方法である。一方、(2) の方法は回転子を回転させずに

試験する方法で、(d) は一次電流、または力率を測定し、この値から、また、(e) は Trickey 氏の方法⁽²⁾

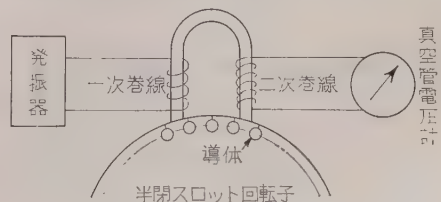
で回転子を特殊固定子に装入し、一次インピーダンスを測定し、計算により二次抵抗を求め、この大小から判定する方法である。(f) の方法は以下述べる新試験法で、回転子の表面にU字形検出器を当て、この誘起電圧から判定する。この試験法の考え方の基礎は誘導電動機の等価回路が変圧器回路の考えによること、加速時のトルク低下の原因がおもに回転子導体間または鉄心部に流れる高調波短絡電流⁽³⁾⁽⁴⁾によること、ならびに、この場合のインピーダンスの変化が導体間短絡インピーダンス Z_{sK} を考え、集中回路法⁽⁴⁾で求めると

$$\Delta R_{fK} + j\Delta X_{fK} = \frac{S_K X_{mK}^2}{S_K Z_{2K} + 4Z_{sK}} \tan^2 \frac{\alpha_K}{4} \dots \dots (1)$$

となり、 $\tan^2 \frac{\alpha_K}{4}$ を除いた項が相互誘導係数 $\sqrt{S_K} X_{mK}$ の結合回路の一次実効インピーダンスの増加と類似であることなどによる。なお、(1) 式の記号で、添字 K は K 次高調波分、 $\Delta R_f + j\Delta X_f$ は正回転磁界インピーダンスの増加分、また、 X_m 、 Z_2 、 S 、 α はそれぞれ励磁リアクタンス、二次インピーダンス、すべり、斜めスロット係数を示す。なお、(1) 式の誘導は付録に述べてある。

3. 新試験装置とその原理

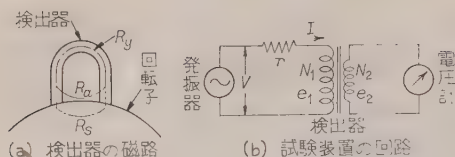
(3.1) 試験装置の説明 第2章の考察に基づき製作した試験装置の説明図を第1図に示す。装置は検出器、励磁電源としての発振器、および二次誘起電圧測定用真空管電圧計の3部よりなる。検出器はU字形フェライト磁心を使用し、これに一次、二次の各巻線を施し、磁心はU字形の脚の基部が回転子の導体間鉄心部に導体に平行し、かつ、回転子表面に密着するよ



第1図 試験装置説明図

* New Testing Method for Aluminum Die-Cast Rotor. By K. KATAGI, Member (Hitach Research Laboratory, Hitachi Ltd.).

† 日立製作所日立研究所第61研究室勤務、原子力用電気機器に関する研究相当



第2図 原理説明図

う加工してある。

測定は検出器を回転子より離れたときの二次誘起電圧を一定にしておいて行うもので、回転子に当たった場合、短絡の少ない回転子は誘起電圧が高く、短絡の多い回転子は反対に低くなる。なお、検出器の一次側に入れた抵抗は回路のマッチング用と同時に一次電流の変化を強める役割をしている。

(3・2) 試験装置の原理 第2図(a)のようにU字形検出器と回転子よりなる磁路を考え、U字形フェライト、回転子鉄心および脚端の空間漏れ磁路の磁気抵抗をそれぞれ、 R_y , R_s , R_a とする。磁路の磁束を Φ 、一次巻数および電流を N_1 および I とすれば次式を得る。

$$N_1 I = \Phi \left(R_y + \frac{R_a R_s}{R_a + R_s} \right) \dots\dots\dots (2)$$

一般に、 R_y は R_a , R_s にくらべ小さいから、これを省略し、磁束による誘起電圧 e_1 を求めると

$$e_1 = I \omega N_1^2 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_s} \right) \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 ω : 角周波数

二次巻線に生ずる誘起電圧 e_2 は回路の結合を完全と考えると

$$e_2 = I \omega N_1 N_2 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_s} \right) \dots\dots\dots (4)$$

ただし、 N_2 : 二次巻線の巻数

一方、第2図(b)の回路で一次電圧 V と電流 I の関係を求めると次式が得られ

$$I = \frac{V}{\sqrt{r^2 + \omega^2 N_1^4 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_s} \right)^2}} \dots\dots\dots (5)$$

この式を(4)式に代入し簡単にすれば

$$e_2 = \frac{N_2}{N_1} V \left[1 - \frac{1}{2} \left\{ \frac{r}{\omega N_1^2 \left(\frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_s} \right)} \right\}^2 \right] \dots\dots\dots (6)$$

しかるに回転子鉄心の磁路の磁気抵抗 R_s は

$$R_s = c \sqrt{\frac{f}{\mu \rho}} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 f : 周波数、 μ : 導磁率、 ρ : 固有抵抗、

c : 定数

と考えられる。

(7) 式を(6)式に代入すれば

$$e_2 = \frac{N_2}{N_1} V \left[1 - \frac{1}{8} \times \left\{ \frac{r}{\pi N_1^2 f \left(\frac{1}{c} \sqrt{\frac{\mu \rho}{f}} + \frac{1}{R_a} \right)} \right\}^2 \right] \dots\dots\dots (8)$$

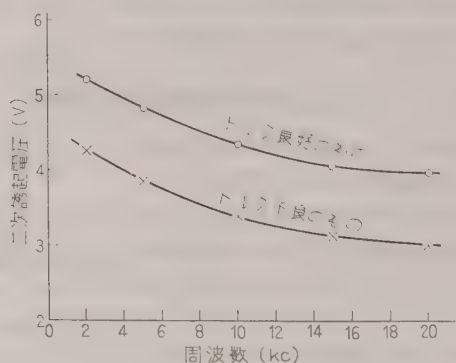
また、 R_a は一般に大きいから $\frac{1}{R_a}$ を省略すれば

$$e_2 = \frac{N_2}{N_1} V \left(1 - \frac{1}{8} \frac{c^2 r^2}{\pi^2 N_1^4 f \mu \rho} \right) \dots\dots\dots (9)$$

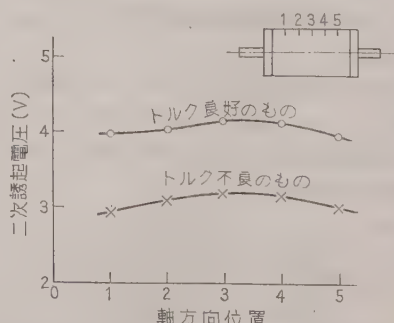
となる。(8),(9)式が二次誘起電圧と回路の定数との関係を示す式である。式中の ρ はまた、導体間または導体と鉄心間の接触の度合を示すと考えてよいから、短絡と二次誘起電圧の関係が(8),(9)式で示される。たとえば、短絡の大きい場合の二次誘起電圧は(9)式で ρ を小と求めて求めれば低くなることがわかる。

4. 装置の特性と測定結果

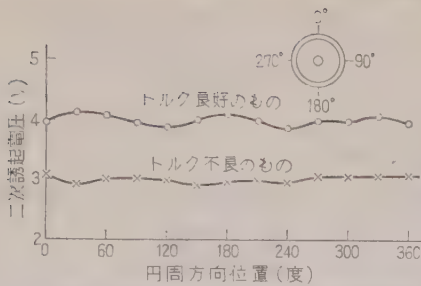
(4・1) 装置の特性 装置の使用にあたって、印加周波数および検出位置の決定が必要で、これらの検討結果を第3図、第4図および第5図に示す。いずれも検出器を回転子から離れた場合の二次誘起電圧を3Vとしている。



第3図 印加周波数と二次誘起電圧



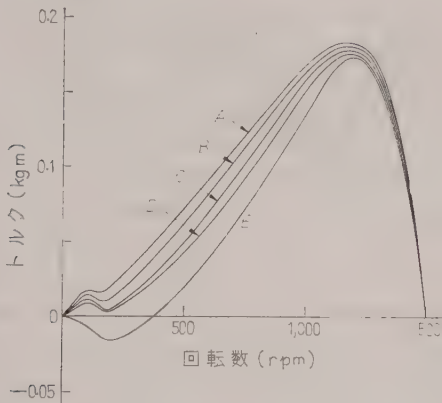
第4図 検出器を軸方向に移動した場合の二次誘起電圧



第 5 図 検出器を円周方向に移動した場合の二次誘起電圧

印加周波数は第 3 図から 8kc 以上でその感度に大差ないことから、発振器の特性を考え、以下の測定には 20kc を選んでいる。第 4 図で回転子両端における誘起電圧の減少は端絡環の影響、また、第 5 図で円周方向における誘起電圧の変化はおもに測定個所の短絡状態の変化と考える。したがって、測定は軸方向の位置を定めて、円周方向の 3, 4 個所を測定すればよいが、通例 1, 2 個所の測定で充分である。なお、検出器と回転子の接触不良は誘起電圧に影響するからこの点を充分注意する必要がある。

(4・2) 測定結果 印加周波数を 20kc に選び、第 6 図のようなトルク特性を有する小形单相誘導電動機用半閉スロット回転子試料（スリット部まで鑄込みし



第 6 図 試料回転子の速度-トルク特性

第 1 表 試料回転子の二次誘起電圧と漂遊負荷損

試料回転子	二次誘起電圧 (V)	漂遊負荷損 (W)
A	3.9	1.25
B	3.5	1.35
C	3.4	4.40
D	3.2	8.80
E	3.1	12.50

たもの)を、本装置で測定した結果を第 1 表に示す。

表中の漂遊負荷損は各試料を三相誘導電動機に組み込み、前述の逆回転法で求めた値である。この表から二次誘起電圧の大小は加速トルクの大小と一致し回転子の良否の比較が可能であることを示す。しかもこの結果は漂遊負荷損の結果とも矛盾しない。したがって両者を比較すると簡単な本試験法がすぐれているが、本方法は回転子だけを使用するので固定子の特性、たとえば巻線磁束、組み込みの問題などははいらないから、誘導電動機としての組み込み後の試験は必要である。

5. 結 言

以上、新試験法について装置の概要と、これを一般に用いられている半閉スロットの鑄込回転子に適用した結果について述べたが、他の構造の回転子、たとえば閉スロット回転子とか、スリット部まで鑄込みしていない回転子などに対してはさらに今後検討する考えである。

終りに本研究にあたりご指導、ご援助を賜った日立製作所日立研究所 所長 三浦倫義博士、部長 西堀博博士、多賀工場久米副工場長ならびに関係者各位に衷心より感謝する。(昭和 36 年 4 月 25 日受付)

文 献

- (1) Packer: Elect. Engng **68**, 253 (1949)
- (2) Trickey: Elect. Engng **65**, 139 (1946)
- (3) Rotzmajer: Elektrotech. u. Maschinenbau (E. u. M.) **57**, 249 (1936)
- (4) 片木: 日立評論 **40**, 817 (昭 33)

付 録

$$\Delta R_{fK} + j\Delta X_{fK} = \frac{S_K X_m^2}{S_K Z_{2K} + 4Z_{sK}} \tan^2 \frac{\alpha_K}{4}$$

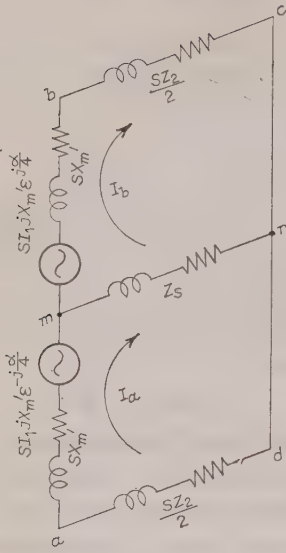
の誘導

アルミニウム導体と鉄心間の短絡の計算を集中回路法で扱い、この等価回路を付第 1 図に示す。 I_a , I_b の各回路で方程式を作ると

$$\left. \begin{aligned} SI_1 jX_m' e^{j\frac{\alpha}{4}} &= -I_a Z_s + I_b \{ (SZ_2)/2 + Z_s \} \\ SI_1 jX_m' e^{-j\frac{\alpha}{4}} &= I_a \{ (SZ_2)/2 + Z_s \} - I_b Z_s \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (\text{付 1})$$

(付 1) 式から I_a , I_b を求め、導体間平均電流 $I_{av} = (I_a + I_b)/2$ を計算すると

$$\begin{aligned} I_{av} &= \left(2E_1' \cos \frac{\alpha}{4} \right) / (SZ_2) \\ &= \left(I_1 jX_m \sin \frac{\alpha}{2} \right) / \left(Z_2 \frac{\alpha}{2} \right) \end{aligned}$$



付第 1 図 短絡かご形回転子の等価回路

また、位置 m に対する I_a 、 I_b の効果を考えると、二次電流 I_2' は

$$I_2' = (I_a \varepsilon^{j\frac{\alpha}{4}} + I_b \varepsilon^{-j\frac{\alpha}{4}}) \beta / 2$$

で示され、これを計算すると

$$I_2' = I_{av} \beta \cos \frac{\alpha}{4} \times \left\{ 1 + \left(SZ_2 \tan^2 \frac{\alpha}{4} \right) / (SZ_2 + 4Z_s) \right\}$$

上式を(付 2) 式および $X_m = X_{m0} \left(\sin \frac{\alpha}{2} / \frac{\alpha}{2} \right)^2$ を用いて変形すれば

$$I_2' = I_1 \frac{jX_m}{Z_2} \left(1 + \frac{SZ_2}{SZ_2 + 4Z_s} \tan^2 \frac{\alpha}{4} \right) \dots\dots\dots (付 3)$$

(付 3) 式が導体とスロット壁間で短絡した場合の二次電流を示す。

二次電流による一次側誘起電圧と一次電圧の関係は

$$E_1 = I_1 jX_m - E_{21} = jX_m (I_1 - I_2')$$

で、これに(付 3) 式を代入すれば

$$E_1 = I_1 jX_m \left\{ 1 - \frac{jX_m}{Z_2} \left(1 + \frac{SZ_2}{SZ_2 + 4Z_s} \tan^2 \frac{\alpha}{4} \right) \right\} \dots\dots\dots (付 4)$$

となる。一方、短絡のない場合は

$$E_1 = I_1 jX_m (1 - jX_m / Z_2)$$

で、これを正回転磁界成分で示すと

$$E_1 = I_1 (R_f + jX_f)$$

となるから、短絡電流によるインピーダンスの増加は(付 4) 式から

$$\Delta R_f + j\Delta X_f = \frac{SX_m^2}{SZ_2 + 4Z_s} \tan^2 \frac{\alpha}{4} \dots (付 5)$$

上式は各高調波で成立するから、 K 次高調波では

$$\Delta R_{fK} + j\Delta X_{fK} = \frac{S_K X_{mK}^2}{S_K Z_{2K} + 4Z_{sK}} \tan^2 \frac{\alpha_K}{4} \dots\dots\dots (付 6)$$

ただし、 I_1 ：一次電流、 E_1 ：一次電圧、 E_{21} ：一次側に直した二次誘起電圧、 $E_1' = SI_1 jX_m'$ 、 X_m ：励磁リアクタンス、 X_{m0} ：斜めスロットのない場合の励磁リアクタンス、 $X_m' =$

$$X_{m0} \sin \frac{\alpha}{4} / \frac{\alpha}{2}, \quad \beta = \sin \frac{\alpha}{4} / \frac{\alpha}{4}$$

となる。

UDC 621.375.4 : 621.382.3 : 536.49

シリコントランジスタ交流増幅器の温度安定度*

資料・論文

36-111

正員 猪 瀬 文 之†

1. 緒 言

ゲルマニウムトランジスタを用いた交流増幅器の安定度の解析については、Shea 氏による Current stability factor を用いて動作点変動を論じる方法⁽¹⁾が一般に行われているが、⁽²⁾ これをシリコントランジスタに拡張する場合、 I_{C0} が本質的に小さいので、その方法をそのまま用いることはできない。また動作点変動と利得変動は一応別のものであって、許容利得変動量から許容動作点変動量が決定されるべきものであるが、従来この点を明確に取り扱った例はみあたらないように思われる。

本論文においては、これらの点を明らかにし、シリコントランジスタ交流増幅器の設計基準を与えることを目的とする。内容は動作点変動と利得変動の部分に分け、初めに第2章において新しい Stability factor を導入して動作点変動量の計算法を示した。次いで第3章では増幅器の利得変動を h パラメータを用いて考察し、動作点変動量の評価について述べ、設計の考え方を示した。また、その結果から推考される二三の興味ある回路構成法を提案した。なお、実験例として MD 形 (Molton Diffused Type, 溶融拡散形) シリコントランジスタ TA-19 についてのデータをあげたが、これはまた、MD 形トランジスタの特徴ある応用例を示すことにもなっている。

なお、高温においてはシリコントランジスタでも I_{C0} がはなはだ大きくなり、ゲルマニウムトランジスタについての従来の扱いと同じになるから、ここでは約 80°C 以下の周囲温度についてだけ考察する。工業計器などを含め、この程度の応用がほとんどであると考えられるからである。

2. 動作点変動量の計算法

(2・1) Stability factor の導入 第1図の回路について考える。おもにエミッタ接地段の解析を目的とするが、本章の記述は $R_1 \sim R_4$ を適当にとることによりベース接地、コレクタ接地段にも適用される。一

電源回路を用いたのは工業計器などで回路簡易化のため賞用されるからである。

動作点を表わすコレクタ電流 I_C およびエミッタコレクタ間電圧 V_{CE} は V_{CC} および回路定数が一定なら、(1) 式の関係により従属であるから I_C だけについて考える。

$$V_{CE} = V_{CC} - (R_3 + R_4) I_C \quad \dots\dots\dots (1)$$

変動量については

$$\Delta V_{CE} = -(R_3 + R_4) \Delta I_C \quad \dots\dots\dots (2)$$

さて動作点 I_C の温度変化の原因として次のようなものが考えられる。

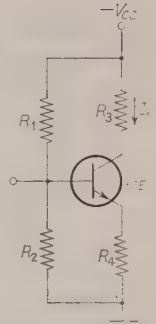
- (i) 直流電流増幅率 B (エミッタ接地) の温度変化。
- (ii) エミッターベース間順方向電圧 V_f の温度変化。
- (iii) エミッタ飽和抵抗 R_E の温度変化。
- (iv) コレクタシャ断電流 I_{C0} の温度変化。
- (v) ベース直流抵抗 R_B の温度変化。

ここで V_f , R_E は直流入力特性を第2図のように折線近似して、そのさい片およびこう配の逆数を表わす*。

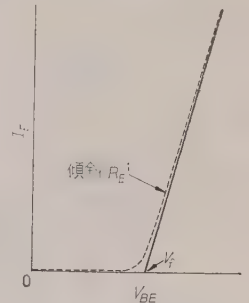
I_C の変動量 ΔI_C を上の各原因の変動量で表わすならば形式的に (3) 式で表わすことができる。

$$\begin{aligned} \Delta I_C = & \frac{\partial I_C}{\partial B} \Delta B + \frac{\partial I_C}{\partial V_f} \Delta V_f + \frac{\partial I_C}{\partial R_E} \Delta R_E \\ & + \frac{\partial I_C}{\partial I_{C0}} \Delta I_{C0} + \frac{\partial I_C}{\partial R_B} \Delta R_B \quad \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

ここで形式的といったのは、(3) 式の ΔB , ΔR_E , ΔR_B などとはまた ΔI_C の関数であり、(3) 式は陽表



第1図 考察する基本回路



第2図 直流入力特性の折線近似

* Temperature Stability of Silicon Transistor AC Amplifier.
By F. INOSE, Member (Hitachi Central Research Laboratory, Hitachi Ltd.).

† 日立製作所中央研究所第44研究室、工業計器の研究担当

* シリコントランジスタの入力特性はゲルマニウムトランジスタと異なり折線的であって、指数関数近似よりも折線近似のほうが適切と考えられる。

示でないためであるが、付録に述べるように適当な仮定のもとに(3)式を陽表示とみなすことができる。すなわち、 ΔB などは近似として(4)式のように表わせる。

$$\Delta B \approx \frac{\partial B}{\partial T} \Delta T \quad (4)$$

ここに、 ΔT ：温度の変動量

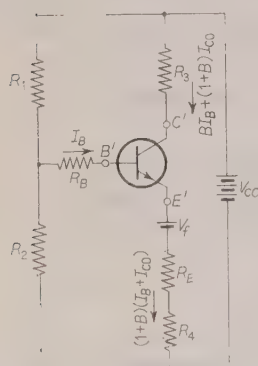
さて(3)式の各偏微分係数を Stability factor と名づけ(5)式のようにおく。

$$\begin{aligned} S_B &= \frac{\partial I_C}{\partial B}, \quad S_{V_f} = \frac{\partial I_C}{\partial V_f}, \\ S_{R_E} &= \frac{\partial I_C}{\partial R_E}, \quad S_{I_{C_0}} = \frac{\partial I_C}{\partial I_{C_0}}, \quad \left\{ \dots \dots \dots (5) \right. \\ S_{R_B} &= \frac{\partial I_C}{\partial R_B} \end{aligned}$$

このうち $S_{I_{C_0}}$ は Shea 氏⁽¹⁾によって Current stability factor と名づけられた S_I と同じである。(5)式の S を用いれば(3)式は次のように書ける。

$$\Delta I_C = S_B \Delta B + S_{V_f} \Delta V_f + S_{R_E} \Delta R_E + S_{I_{C_0}} \Delta I_{C_0} + S_{R_B} \Delta R_B \quad (6)$$

(2.2) Stability factor の計算 第1図の回路



第3図 等価回路

にさきの各パラメータ (B , V_f など)を入れて等価回路を書くとき第3図のようになる。ここで B' , E' , C' 間の3端子は理想トランジスタであって能動領域で $V_{B'E'} = 0$ である。第3図について I_C を求めると(7)式が得られる。*ここで $B \gg 1$ とした。

$$I_C = \frac{V_{CC} + \left\{ R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) R_B^* \right\} I_{C_0} - \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) V_f^*}{\frac{R_1}{B} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + R_E^*) + \frac{R_B^*}{B} \right\} + I_{C_0}} \quad (7)$$

これから(5)式にしたがい S が求められる。(8)式中の \bar{B} などは B の変動域における中心値を表わすものとする。

$$S_B = \frac{i_C}{\bar{B}^2} \left[1 + \frac{R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \bar{R}_B^*}{\frac{R_1}{\bar{B}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + \bar{R}_E^*) + \frac{\bar{R}_B^*}{\bar{B}} \right\} + \bar{I}_{C_0}} \right] \quad (8)$$

** (7)~(12) 式で *印をつけた項は数値計算では省略してよい項を示す。

$$S_{V_f} = - \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1}{\bar{B}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + \bar{R}_E^*) + \frac{\bar{R}_B^*}{\bar{B}} \right\} + \bar{I}_{C_0}} \quad (9)$$

$$S_{R_E} = - \bar{I}_{C_0} \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1}{\bar{B}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + \bar{R}_E^*) + \frac{\bar{R}_B^*}{\bar{B}} \right\} + \bar{I}_{C_0}} \quad (10)$$

$$S_{I_{C_0}} = 1 + \frac{R_1 + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \bar{R}_B^*}{\frac{R_1}{\bar{B}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + \bar{R}_E^*) + \frac{\bar{R}_B^*}{\bar{B}} \right\} + \bar{I}_{C_0}} \quad (11)$$

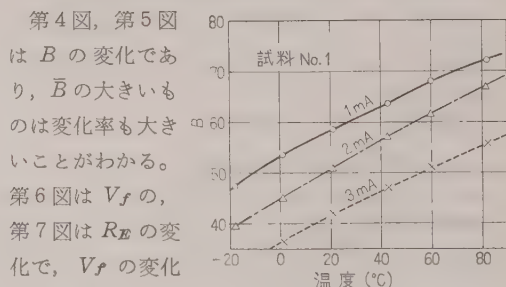
$$S_{R_B} = - \left(\bar{I}_{C_0} - I_{C_0} \right) \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{\frac{R_1}{\bar{B}} + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \left\{ (R_4 + \bar{R}_E^*) + \frac{\bar{R}_B^*}{\bar{B}} \right\} + \bar{I}_{C_0}} \quad (12)$$

(2.3) パラメータ変動の実測 ここでは第1表に示したMD形シリコントランジスタTA-19(日立製)について変動量の実測値を示す。

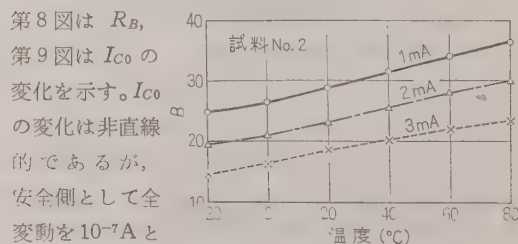
第1表 測定試料

試料	コレクタースペース間電圧 (V)	h_{21e} (6 V, 1 mA)
No. 1	20	58
No. 2	70	29

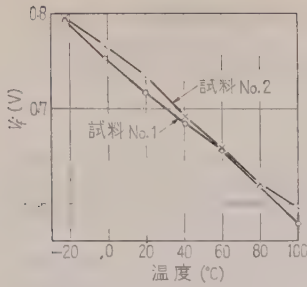
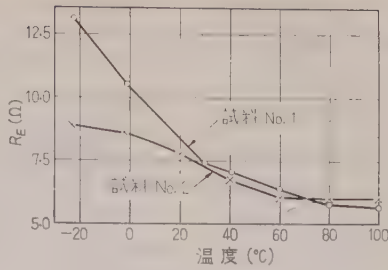
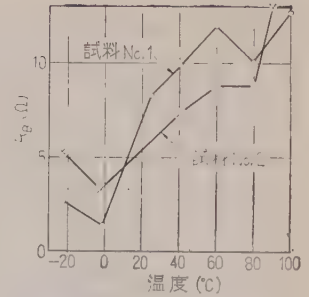
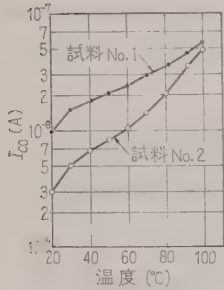
注：試料はいずれもMD形シリコントランジスタTA-19(日立)



第4図 B の温度変化 (試料 No. 1)

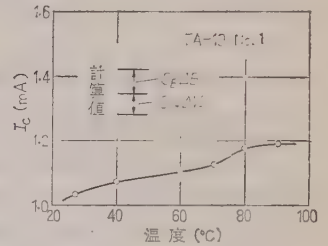


第5図 B の温度変化 (試料 No. 2)

第 6 図 V_f の温度変化第 7 図 R_E の温度変化第 8 図 R_B の温度変化第 9 図 I_{C0} の温度変化

第 2 表 パラメータの変動

		温度係数 ($\frac{\partial}{\partial T}$)	全変動
B	試料 No. 1	0.22 deg^{-1}	13
	試料 No. 2	0.12 deg^{-1}	7
V_f	No. 1	-1.7 mV deg^{-1}	-100 mV
	No. 2	"	"
R_E	No. 1	$-0.05 \Omega \text{ deg}^{-1}$	-3Ω
	No. 2	"	"
I_{C0}	No. 1	—	10^{-7} A
	No. 2	—	"
R_B	No. 1	$0.1 \Omega \text{ deg}^{-1}$	6Ω
	No. 2	"	"



第 10 図 回路 No. 1 の動作点変動

R_E , R_B は測定誤差が大きい, その誤差はほとんど影響しないのは, たとえば (7) ~ (12) 式をみればわかる。

以上の結果をまとめて変化率および 20~80°C に対する全変動量を第 2 表に示す。

(2.4) S および ΔI_C の数値的検討 ここでは試料 No. 1 について数値的検討をする。

(例 1) 第 3 表に示した定数の回路 (回路 No. 1) について $\bar{B}=65$, $\bar{I}_C=1 \text{ mA}$ とし, S を計算すると, 第 4 表第 2 列の値を得る。次に温度変動として 20~80°C の変化 ($\Delta T=60 \text{ deg}$) を考え, 第 2 表に示したパラメータ変動量に S を乗ずれば要因別の ΔI_C が求まり, これを第 4 表第 3 列に示す。これはまた各パラメータ変動の ΔI_C への寄与率を示すもので, 寄与の大きいものは B および V_f の変動であることがわかる。 I_{C0} は 3 番目の小さい要因であり, R_E , R_B はさらに無視できるほど小さい。次に第 10 図に示したのは動作点変動の実測結果である。パラメータ変動量 ΔB , ΔV_f と S から計算した結果とよい一致がみられる。

第 3 表
回路 No. 1 の定数

R_1	100 kΩ
R_2	20 kΩ
R_3	8 kΩ
R_4	1 kΩ

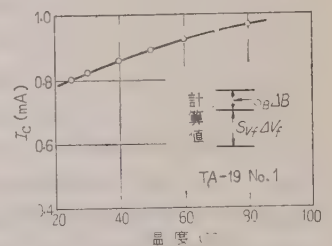
第 4 表 回路 No. 1 の計算値

原因	Stability factor	ΔI_C
β	4.5 μA	60 μA
V_f	-0.75 mV	75 μA
R_E	"	2.2 μA
I_{C0}	13.5	1.35 μA
R_B	-0.11 μA/Ω	0.7 μA

以上のことから (6) 式は (13) 式のように考えてもよい近似であると考えられる。

$$\Delta I_C = S_B \Delta B + S_{V_f} \Delta V_f \quad (13)$$

(例 2, 3) 第 5 表に示す回路 No. 2, 第 6 表に示す回路 No. 3 について同様な計算を行ってのおおの第 7 表, 第 8 表に結果を示す。



第 11 図 回路 No. 2 の動作点変動

第 5 表
回路 No. 2 の定数

R_1	170 kΩ
R_2	20 kΩ
R_3	8 kΩ
R_4	500 Ω

第 6 表
回路 No. 3 の定数

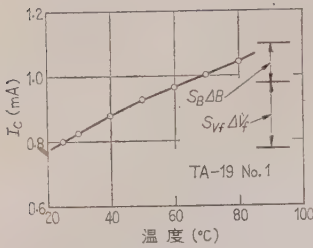
R_1	250 kΩ
R_2	20 kΩ
R_3	8 kΩ
R_4	100 Ω

第 7 表 回路 No. 2 の計算値

原因	Stability factor	ΔI_C
B	5 μA	65 μA
V_f	1.1 mV	110 μA

第 8 表 回路 No. 3 の計算値

原因	Stability factor	ΔI_C
B	0.5 μA	120 μA
V_f	2 mV	200 μA



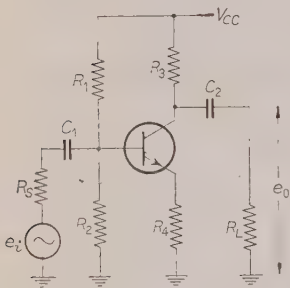
第 12 図 回路 No. 3 の動作点変動

回路のように R_4 が 100Ω 程度であっても $(\Delta I_C/\bar{I}_C)$ は 30% 程度であることは注意を要する。

3. 増幅器の利得変動

(3.1) 増幅器利得変動と h パラメータ変動 ここでは h パラメータ変動量がわかったときの増幅器の利得変動を計算する。

(i) 単一段のとき 第 13 図に示す回路につき



第 13 図 単段交流増幅器

によりエミッタにバイパスコンデンサは入れていない。電圧利得 G_V は (14) 式で与えられる。ここに記号 $(//)$ は並列接続値を表わす。

$$G_V = \frac{e_o}{e_i} = \frac{h_{21e}(R_1//R_2)(R_3//R_L)}{\{(R_1//R_2) + R_S\}(h_{11e} + h_{21e}R_4) + R_S(R_1//R_2)} \quad (14)$$

いま h_{21e} と h_{11e} の変動による利得変動を表わすため、変動 ΔG_V を全微分の形に表わせば (14) 式から

$$\Delta G_V = \frac{R_3//R_L}{R_S}(R_1//R_2//R_3) \times \frac{(\bar{h}_{11e} + R_1//R_2//R_S)\Delta h_{21e} - \bar{h}_{21e}\Delta h_{11e}}{\{(h_{11e} + h_{21e}R_4) + R_1//R_2//R_S\}^2} \dots (15)$$

また G_V との比は

$$\frac{\Delta G_V}{G_V} = \frac{(\bar{h}_{11e} + R_1//R_2//R_S)\Delta h_{21e} - \bar{h}_{21e}\Delta h_{11e}}{h_{21e}\{(h_{11e} + h_{21e}R_4) + R_1//R_2//R_S\}} \quad (16)$$

また実測例を第 11 図、第 12 図に示す。おのおの (13) 式から計算されるものとはほぼ一致しており、動作点変動を (13) 式で計算してよいことを示している。No. 3

(16) 式を用いればデシベル利得変動は

$$\text{デシベル利得変動} = 20 \log \left(1 + \frac{\Delta G_V}{G_V} \right) \dots (17)$$

と求まる。

さて $(\Delta G_V/G_V)$ の値を小さくするには、(1) R_4 を増大させて、すなわち負帰還により小さくする、(2) R_4 は小さくとり $(R_1//R_2//R_S)$ を大きくして Δh_{11e} の効果を小さくするとともに、後に述べる Δh_{21e} の相殺効果により Δh_{21e} 自体を小さくする、の二つの方法が考えられよう。これについては後に詳しく述べる。

(ii) 多段増幅器の中間段 多段増幅器の各段の定数が等しければ電圧利得は簡単になって (18) 式で与えられる。

$$G_V = \frac{(R_1//R_2//R_3)h_{21e}}{(h_{11e} + h_{21e}R_4) + (R_1//R_2//R_3)} \dots (18)$$

利得変動およびその比は (19)、(20) 式に示す。

$$\Delta G_V = (R_1//R_2//R_3) \times \frac{(\bar{h}_{11e} + R_1//R_2//R_3)\Delta h_{21e} - \bar{h}_{21e}\Delta h_{11e}}{\{(h_{11e} + h_{21e}R_4) + (R_1//R_2//R_3)\}^2} \dots (19)$$

$$\frac{\Delta G_V}{G_V} = \frac{\{(R_1//R_2//R_3) + \bar{h}_{11e}\}\Delta h_{21e} - \bar{h}_{21e}\Delta h_{11e}}{h_{21e}\{(h_{11e} + h_{21e}R_4) + R_1//R_2//R_3\}} \quad (20)$$

これを (16) 式とくらべると $(R_1//R_2//R_S)$ が $(R_1//R_2//R_3)$ に置換されているだけである。したがって設計の方針も同様に二つ考えられる。

(3.2) h_{21e} の変動と動作点変動量の評価 h_{21e} は温度および動作点の変動により変わる。すなわち、

$$\Delta h_{21e} = \frac{\partial h_{21e}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} \Delta I_C + \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} \Delta V_{CE} \quad (21)$$

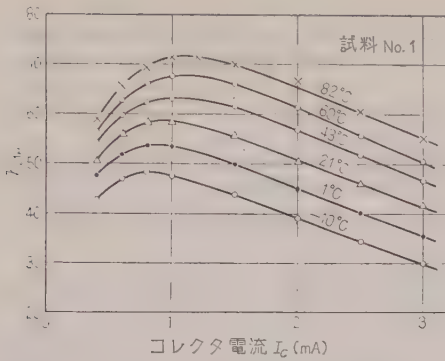
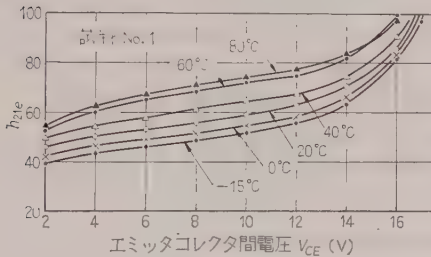
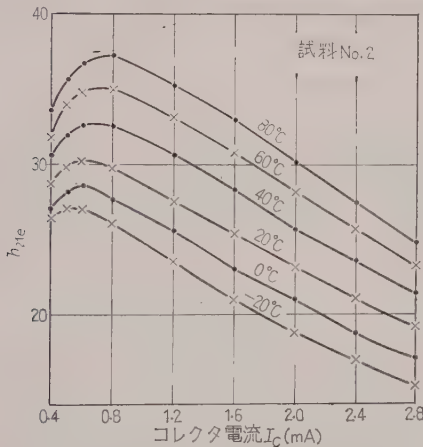
これに (2) 式を用いると

$$\Delta h_{21e} = \frac{\partial h_{21e}}{\partial T} \Delta T + \left\{ \frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} - (R_3 + R_4) \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} \right\} \Delta I_C \quad (22)$$

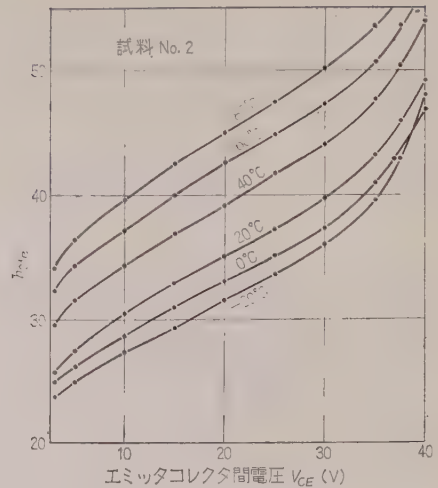
(22) 式の三つの偏微分係数はトランジスタの定数であるが、それを求めるため第 14 図、第 15 図に試料 No. 1 の $h_{21e}-I_C$ 曲線、 $h_{21e}-V_{CE}$ 曲線を、第 16 図および第 17 図に試料 No. 2 のそれを示す。

いま試料 No. 1 で動作点を 1mA、6V にとるならば、各パラメータは次のようになる。

$$\begin{aligned} \frac{\partial h_{21e}}{\partial T} &\simeq 0.25 \text{ deg}^{-1}, & \frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} &\simeq -7 \text{ mA}^{-1}, \\ \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} &\simeq 2 \text{ V}^{-1} \end{aligned}$$

第 14 図 I_C と h_{21e} の関係 (試料 No. 1)第 15 図 V_{CE} と h_{21e} の関係 (試料 No. 1)第 16 図 I_C と h_{21e} の関係 (試料 No. 2)

回路として No. 1 をとり、さきに計算した $\Delta T = 60 \text{ deg}$ に対応して $\Delta I_C = 160 \mu\text{A}$ とすれば (22) 式の第 1 項は 15, 第 2 項は -1.4 である。すなわち第 1 項が支配的である。このことは回路 No. 2, No. 3 についてもいえる。回路 No. 1~No. 3 などは設計として通常の値に近いと考えられるから、このことから通常の回路設計においては動作点変動は利得に対して大きな要因ではなく、 h_{21e} 自体の温度変動が支配的であるといえる。いいなおせば、動作点の安定度は利得の安定度の測度にはならない。つまり動作点変動に気づかう必要はないということである。ただ動作点変動はトランジスタが能動領域からはみ出すか否かの検討に役立つ。

第 17 図 V_{CE} と h_{21e} の関係 (試料 No. 2)

(3.3) Δh_{21e} の相殺効果 上の結論では (22) 式の支配項 $(\partial h_{21e}/\partial T) \Delta T$ は、動作点の安定化では消すことができないが、交流負帰還によりその寄与を小さくすることになるが、そのほかに Δh_{21e} 自体を小さくする方法が考えられるのでここに提案する。

(22) 式によれば、第 14 図、第 15 図を参照して $\Delta T > 0$ に対し

$$(\partial h_{21e}/\partial T) > 0, \Delta I_C > 0, (\partial h_{21e}/\partial I_C) < 0,$$

$$(\partial h_{21e}/\partial V_{CE}) > 0$$

であるので (12) 式の第 1 項は正、第 2 項は負である。ただし、 I_C は I_C - h_{21e} 曲線が右下がりの領域に選ぶとする。したがって ΔI_C および R_3 ($R_3 \gg R_4$) をかなり大きくとれば Δh_{21e} が相殺するであろうと予想される。その条件は下記のとおりである。

(i) $\partial h_{21e}/\partial I_C < 0$ なる範囲に I_C を選ぶ

(ii) $\left| \frac{\partial h_{21e}}{\partial T} \Delta T \right|$

$$= \left| \left\{ \frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} (R_3 + R_4) \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} \right\} \Delta I_C \right| \text{ がなりたつよ$$

う ΔI_C および回路定数を選ぶ。

MD 形トランジスタでは (i) を満足する I_C の範囲が I_C の小さいところまで延びているので、特にこの目的に適うと考えられる。次に実例を示す。

(例) 試料 No. 1 について Δh_{21e} を求める。定数は

$$\bar{I}_C = 1.5 \text{ mA}, \Delta I_C = 0.5 \text{ mA}, \bar{V}_{CE} = 10 \text{ V},$$

$$R_3 + R_4 = 10 \text{ k}\Omega, \Delta T = 60 \text{ deg}$$

第 14 図、第 15 図よりパラメータを求めて計算すると

$$\frac{\partial h_{21e}}{\partial T} \Delta T = 14$$

$$\left\{ \frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} - (R_3 + R_4) \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} \right\} \Delta I_C = -12$$

したがって $\Delta h_{21e}=2$ となる。 $\Delta I_C=0$ ($S \rightarrow 0$) の条件下では、 $\Delta h_{21e}=14$ ゆえきわめて効果的である。

ここに述べた相殺効果は当然ゲルマニウムトランジスタについてもいえるが、ゲルマニウムトランジスタでは I_{C0} による動作点変動が主体であり、 I_{C0} は温度に対してはなほだ非直線的であるから、二つの温度 T_1, T_2 に対して $h_{21e}(T_1)-h_{21e}(T_2)=0$ とすることはできても、その中間では Δh_{21e} は 0 とならないのである。この点、シリコントランジスタでは V_f および B はほぼ直線的ゆえ、広い温度範囲に対して Δh_{21e} が小さくなることが期待されるのである。

(3.4) Δh_{11e} の相殺効果 h_{11e} は温度とエミッタ電流 I_E によって変わる。簡単のため $I_E \approx I_C$ として変動は (23) 式で与えられる。

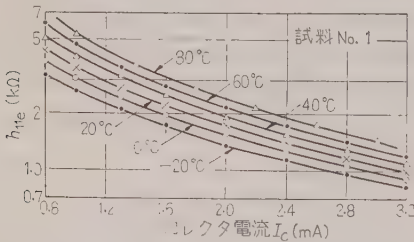
$$\Delta h_{11e} = \frac{\partial h_{11e}}{\partial T} \Delta T + \frac{\partial h_{11e}}{\partial I_C} \Delta I_C \dots \dots \dots (23)$$

$\Delta T > 0$ に対して $(\partial h_{11e}/\partial T) > 0$, $(\partial h_{11e}/\partial I_C) < 0$ ゆえ Δh_{11e} もまた相殺効果をもつ。しかし一般に Δh_{21e} と Δh_{11e} の相殺条件は両立しないから、 Δh_{11e} は (3.1) 節に述べたように $(R_1//R_2//R_3)$ を大きくしてその効果を減少させるのがよい。

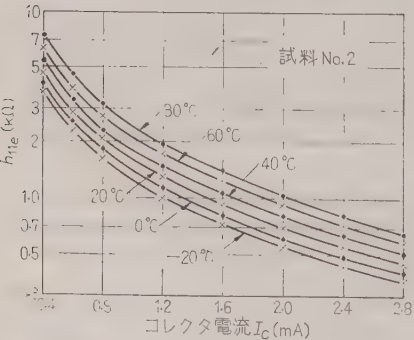
次に実例を示す。第 18 図は試料 No. 1, 第 19 図は試料 No. 2 についてのおおの $h_{11e}-I_C$ 曲線を示す。一例として

$$\Delta T = 60 \text{ deg}, \Delta I_C = 200 \mu A, I_C = 1 \text{ mA}$$

とすれば、 Δh_{11e} は第 9 表のようになる。



第 18 図 I_C と h_{11e} の関係 (試料 No. 1)



第 19 図 I_C と h_{11e} の関係 (試料 No. 2)

第 9 表 h_{11e} の変動 ($\Delta T'=60^\circ C$)

試料	$\frac{\partial h_{11e}}{\partial T} \Delta T$	$\frac{\partial h_{11e}}{\partial I_C} \Delta I_C$	Δh_{11e}	$\overline{h_{11e}}$
No. 1	1.7 kΩ	-0.5 kΩ	1.2 kΩ	3.5 kΩ
No. 2	0.7 kΩ	-0.2 kΩ	0.5 kΩ	1.8 kΩ

(3.5) 増幅器の設計基準 (3.2), (3.3) 節に述べたことから、温度に対し安定な増幅の設計として二つの方法が考えられる。

(方法 I) 通常の考え方で設計し、利得の変化分 $(\partial h_{21e}/\partial T) \Delta T$ は負帰還により減少させる。たとえばエミッタ電圧帰還によるならば、エミッタ回路に適当な ($200 \sim 1 k\Omega$ 程度) の帰還抵抗を入れる。この場合、 S を小さくする必要がないから、エミッタに CR 回路 (バイパス回路) を入れる必要はないので電解コンデンサが不要となり、信頼度の高い設計ができる。

(方法 II) $(R_1//R_2//R_3)$ もしくは $(R_1//R_2//R_3)$ を大きくとり、 Δh_{11e} の効果を小さくし、 Δh_{21e} の相殺効果を用いて Δh_{21e} を減少させる。

次に方法 II について実例を示す。

(例) 試料 No. 2 を用い、 $(R_1//R_2//R_3)$ を大きくするため $R_1=2 M\Omega$, $R_2=200 k\Omega$, $R_4=400 \Omega$, $V_{CC}=60 V$ としておき、適当な R_3 を求める。

$\bar{B}=30$ として (7) 式より $\bar{I}_C \approx 0.85 \text{ mA}$ 。 ΔI_C は実測により求めると 0.2 mA 。(この値は \bar{I}_C , ΔI_C が R_3 に無関係なことを用い、 R_3 を適当において実験的に求めうる) \bar{V}_{CE} は R_3 が決まらなるとわからないが $V_{CE}=20 V$ と仮定して第 14 図, 第 15 図よりパラメータを求めると

$$\frac{\partial h_{21e}}{\partial I_C} = -5 \text{ mA}^{-1}, \quad \frac{\partial h_{21e}}{\partial V_{CE}} = 0.45 \text{ V}^{-1}$$

$$\frac{\partial h_{21e}}{\partial T} \Delta T = 7 \quad (T=20 \sim 80^\circ C)$$

となる。したがって (22) 式で $\Delta h_{21e}=0$ とおき $R_3=55 k\Omega$ となる。 V_{CE} は $13 V$ となるが、さきに仮定した $V_{CE}=20 V$ は $10 \sim 30 V$ ぐらいの範囲で $(\partial h_{21e}/\partial V_{CE})$ が一定なことから補正する必要はない。上から定数に規格の値を用い

$R_1=2 M\Omega$, $R_2=200 k\Omega$, $R_3=50 k\Omega$, $R_4=400 \Omega$ とする。

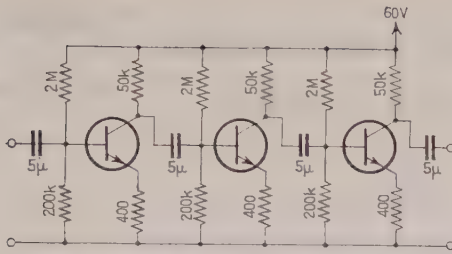
次に上の定数で 1 段あたりの利得を計算すれば

$$\bar{h}_{21e}=30, \quad h_{11e}=1.8 k\Omega, \quad \Delta h_{21e}=1$$

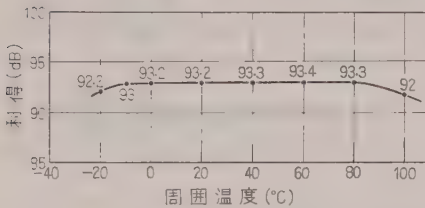
$$\Delta h_{11e}=0.5 k\Omega, \quad \Delta T=60 \text{ deg}$$

を用いて (18) 式により $G_V \approx 27 \text{ dB}$, 変動は (20), (17) 式により約 0.06 dB となる。

次に実験例を示す。試料 No. 2 と同様のトランジスタを 3 本用い第 20 図に示す回路について第 21 図



第 20 図 実測した 3 段形交流増幅器

第 21 図 利得変化(入力側 600 Ω 給電,
出力側開放状態で測定)

に示すような結果を得た。(ただし入力は 600 Ω, 出力は 1 MΩとしたから利得は高くなっている) 20~80°C の変化に対し利得変動は 0.2 dB であり, 理論的期待と一致する。

4. 結 言

本論文ではシリコントランジスタ交流増幅器の動作点変動を解析し, それが直流電流増幅率 B と順方向電圧 V_F によってほとんど決定されることを示し, その測度となる新しい Stability factor S_B, S_{V_F} を導入した。

次に動作点変動の利得変動への寄与について論じ, 動作点変動は, おもに能動領域からはみ出すか否かの目安に用いるべきこと, したがって Stability factor からの拘束条件がなくなるので回路設計の自由度が増し, いくつかの特長ある回路構成が可能であることを示した。特に MD 形トランジスタを用い Δh_{21e} の相殺効果による方法により, きわめて安定な高利得増幅器が得られた。

なお, 注意事項として本報の解析は交流増幅器の小振幅動作についてのものであって, たとえば, 増幅度の相殺効果を用いる方法なども直流増幅器などには適用できないものであることを付言しておく。また, 増幅器が飽和するほどの大振幅動作については利得変動は全く別のものにより定められるものである。⁽³⁾

本研究にあたりご指導, ごべんたつをいただいた日立製作所中央研究所只野文哉氏, 実習において実験に協力された京大工学部三森定道君, 実験の検討に常に協力された日立中央研究所高杉和夫君に深くお礼申し上げます。

(昭和 36 年 1 月 10 日受付, 同 4 月 27 日再受付)

文 献

- (1) R. F. Shea, et al.: Transistor Circuit Engineering p. 52 (1957)
- (2) 宮本・示村: 電学誌 80, 472 (昭 35)
- (3) 猪瀬・木下: 昭 35 通信学会全国大会 296

付 録

(3) 式の検討 (3) 式において $\Delta V_F, \Delta I_{C0}$ 以外はまた ΔI_C の関数になっている。しかし $\Delta R_E, \Delta R_B$ についてはその寄与は小さいことはさきに示したとおりである。よって問題は B であるが, B は温度 T および V_{CE}, I_C の関数と考えて ΔB を展開すると

$$\Delta B = \frac{\partial B}{\partial T} \Big|_{I_C, V_{CE}} \Delta T + \left\{ \frac{\partial B}{\partial I_C} \Big|_{T, V_{CE}} - (R_3 + R_4) \frac{\partial B}{\partial V_{CE}} \Big|_{T, I_C} \right\} \Delta I_C \dots (\text{付 1})$$

が得られる。そこでいま二つの場合を考える。

(i) 通常の設計のとき (付 1) 式の第 2 項は第 1 項にくらべて小さいので

$$\Delta B \approx \frac{\partial B}{\partial T} \Big|_{I_C, V_{CE}} \Delta T \dots (\text{付 2})$$

としてよい。このことは B はほぼ h_{21e} と等しいことを考えても了解される。したがって (3) 式は陽表示とみてよい。

(ii) Δh_{21e} の相殺効果を利用する設計のとき, Δh_{21e} が非常に小さいから ΔB もまた小さいと考えられる。したがって (3) 式の ΔB の項は小さくなり

$$\Delta I_C \approx \frac{\partial I_C}{\partial V_F} \Delta V_F$$

となるから (3) 式は陽表示とみてよい。

実際の場合, 上の (i), (ii) のいずれかであろうから [特に (i) が多い] (3) 式は陽表示とみなし, ΔB は (4) 式にしたがって計算してよい。

なお, (付 1) 式の第 2 項は第 1 項と異符号のことが多いから, 第 2 項を無視することは ΔB の過大評価であり設計上は安全側である。

UDC 621.318.433.045.16 : 621.316.935.2

多層円筒形空心コイルに作用する電磁力の計算式 およびこれの電力用リアクトルへの適用*

資料・論文

36-112

正員 林

泉†

1. 結 言

最近、大容量化している電力用変圧器、リアクトルなどに対しては、コイルの機械的強度が問題になっており、すでに変圧器に関してはいくつかの研究が行われている。(1)

送配電系統故障による過電流通電時に、電力用リアクトルのコイルに作用する電磁力は、多層円筒形空心コイルに作用するものとして考えられる場合が多い。空心の限流リアクトルはもちろんであるが、電力コンデンサ用直列リアクトルなどのようにエアギャップ付鉄心入りコイルでも、定格状態の磁束密度は普通7,000～8,000 Gにとられているため、過電流通電時には鉄心は飽和し、空心リアクトルとみなされる。電力コンデンサ用直列リアクトルに関する JIS 規格では、定格電流の 25 倍の過電流に対し、1 s 間断的にも機械的にも充分耐えるべきことが規定されている。

また近年開始された熱核融合反応の研究面では、プラズマの加熱およびこれの安定保持のため、相当な容積の空間内に数万～十数万ガウスの強磁界を作ることが要求されているが、磁界発生用コイルに作用する電磁力は数百トンにも達することになるので、これの対策が重要な問題になっている。(2)

以上の多層円筒形空心コイルに作用する電磁力の計算は一般にきわめて複雑であるが、(3) Hak 氏のインダクタンス計算式を利用すると比較的容易に求められる。(4) 本論文は上記の方法により求めた多層円筒形空心コイルに作用する電磁力の計算式およびこれを電力コンデンサ用直列リアクトル、Duplex リアクトル(5)に適用した場合について述べたものである。

2. 多層円筒形空心コイルの インダクタンス

多層円筒形空心コイルのインダクタンスには種々の

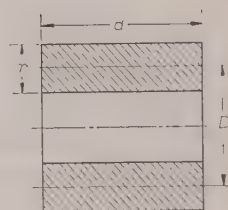
計算式があるが、ここでは簡単にして精度の高い Hak 氏の近似式(6)を採用する。Hak 氏によれば第1図のような軸長 d なるコイルのインダクタンス $L(d)$ は

$$L(d) = w^2 D \phi \times 10^{-9} \text{ H} \dots\dots\dots (1)$$

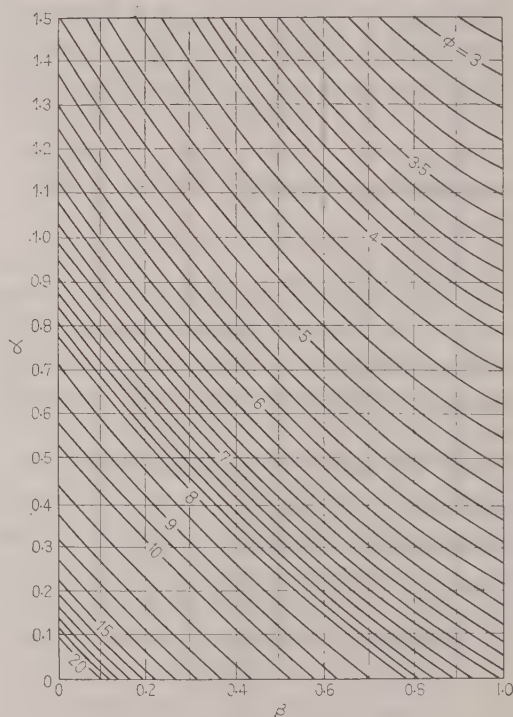
ただし、 w : 総巻数、 D : コイルの平均直径 (cm)、 ϕ : 第2図のような $\alpha = d/D$, $\beta = r/D$ の関数

ϕ は $\alpha = 0 \sim 1.6$, $\beta = 0 \sim 1.0$ の範囲において近似的に次式によって表わされる。

$$\phi = \frac{1}{A + B(\alpha + p\beta)} \dots\dots\dots (2)$$



第1図



第2図

* Formulas for Use in Calculating Electromagnetic Forces on the Cylindrical Air Core Coils and its Applications for the Power Reactors. By I. HAYASHI, Member (Tokyo Institute of Technology).

† 東京工業大学電気工学科電力工学講座

第 1 表

α	β	A	B	p
0~0.8	0~0.5	0.038	0.118	1.02
0.8~1.6	"	0.036	0.111	1.32
0~0.8	0.5~1.0	0.040	0.136	0.783
0.8~1.6	"	0.019	0.140	0.900

ここに A, B, p は α, β のある範囲で一定な定数で第 1 表に示すような値である。本式は相当精度の高い式であり、たとえば、実際のリアクトルで問題となる $\beta=0.1\sim 0.2$ の範囲では誤差はだいたい 0.5 % 以下である。

3. 各コイルセクションに働く軸方向の力

リアクトルの各コイルセクションに働く軸方向の力は次のようにして求められる。第 3 図において x をギャップとし、 Δ は一つのコイルセクションの軸長とする。P, Q コイルの巻数の和を w とし、ギャップ x に P, Q コイルと同一ピッチ、すなわち単位長あたり巻数 w/d にて巻線を施したとする。コイル P および Q 間の相互インダクタンス M は

$$M = \frac{1}{2} [L_{(d+x)} - L_{(d-\Delta+x)} - L_{\Delta}] - \frac{1}{2} [L_{(d+x)} - L_x - L_{\Delta}] \quad \dots\dots (3)$$

ここに、たとえば $L_{(x)}$ は軸長 x なるコイルのインダクタンスで (1), (2) 式より

$$L_{(x)} = \frac{D \left(\frac{x}{d} \right)^2 w^2}{A + B \left(\frac{x}{D} + p\beta \right)} \times 10^{-9} \text{H} \quad \dots\dots (4)$$

と与えられる。リアクトルに $i(A)$ なる電流が流れた場合、P コイルが Q コイルにおよぼす軸方向の引張力 f は、Q から P の方向に働く力を正とすれば

$$f = - \frac{\partial M}{\partial x} i^2 \quad \dots\dots (5)$$

(3), (4) 式を (5) 式に代入すれば

$$f = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [U_{(d+x)} - U_{(d-\Delta+x)} - U_{(\Delta+x)} + U_x] \text{ (kg)} \quad \dots\dots (6)$$

ただし、

昭和 36 年 9 月 (J.I.E.E. J.)

$$U_x = (B x^2 \phi_x^2 - 2 D x \phi_x) \times \frac{10^{-5}}{980} \quad \dots\dots (7)$$

$$\phi_x = \frac{1}{A + B \left(\frac{x}{D} + p\beta \right)} \quad \dots\dots (8)$$

リアクトルの最端部のコイルセクションには最大の軸方向の力 f_{\max} が働くが、これは (6) 式で $x=0$ とおけば求められる。すなわち

$$f_{\max} = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [U_a - U_{(a-\Delta)} - U_{\Delta}] \text{ (kg)} \quad \dots\dots (9)$$

次にリアクトルの任意の一つのコイルセクション (たとえば第 4 図の R コイル) に働く軸方向の力を求める。第 4 図において P コイルが R コイルにおよぼす引張力 f_a は (9) 式を利用し

$$f_a = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [U_{(a+\Delta)} - U_a - U_{\Delta}] \text{ (kg)} \quad \dots\dots (10)$$

また Q コイルが R コイルにおよぼす引張力 f_b は、(10) 式において a の代わりに b とおいたものに等しい。したがって R コイルに働く力 f は P コイルに向う方向を正とすれば

$$f = f_a - f_b = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [U_{(a+\Delta)} - U_a - U_{(b+\Delta)} + U_b] \text{ (kg)} \quad \dots\dots (11)$$

本式により任意のコイルセクションに働く軸方向の力が計算される。

リアクトルの右半分の各コイルセクションに作用する軸方向の力の総和 F は (9) 式において $\Delta=d/2$ とおけば求められる。すなわち

$$F = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [U_d - 2 U_{d/2}] \text{ (kg)} \quad \dots\dots (12)$$

4. 各コイルセクションに働く半径方向の力

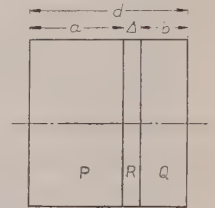
第 4 図において P コイルが R コイルにおよぼす半径方向の力を g_a とすると、R コイルが P コイルにおよぼす力も g_a に等しいから

$$\frac{\partial}{\partial D} i^2 L_{(a+\Delta)} = \frac{\partial}{\partial D} i^2 L_a + \frac{\partial}{\partial D} i^2 L_{\Delta} + 2 g_a$$

したがって

$$g_a = \frac{i^2}{2} \frac{\partial}{\partial D} [L_{(a+\Delta)} - L_a - L_{\Delta}] \quad \dots\dots (13)$$

また Q コイルが R コイルにおよぼす力 g_b は (13) 式で a の代わりに b とおいたものに等しい。したがって



第 4 図

て R コイルに働く力 g は上記 g_a, g_b のほかに R コイル自身の拡張力が加わるから

$$g = g_a + g_b + \frac{\partial}{\partial D} i^2 L_d$$

$$= \frac{i^2}{2} \frac{\partial}{\partial D} [L_{(a+d)} + L_{(b+d)} - L_a - L_b] \dots (14)$$

(14) 式に (1), (2) 式を代入すれば

$$g = \frac{w^2 i^2}{2 d^2} [W_{(a+d)} + W_{(b+d)} - W_a - W_b] \text{ (kg)}$$

$$\dots (15)$$

ただし,

$$W_x = x^2 (2 \phi_x - A \phi_x^2) \times \frac{10^{-5}}{980} \dots (16)$$

(15) 式により任意のコイルセクションに働く半径方向の力が求められる。リアクトルの中央のコイルセクションに最大の半径方向の拡張力 g_{\max} が働くが、これは (15) 式において $a=b=(d-d)/2$ として

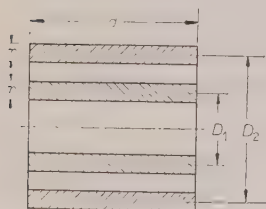
$$g_{\max} = \frac{w^2 i^2}{d^2} \left[W_{\left(\frac{d+d}{2}\right)} - W_{\left(\frac{d-d}{2}\right)} \right] \text{ (kg)}$$

$$\dots (17)$$

リアクトルのうける半径方向の全電磁力 G は

$$G = 2 \frac{\partial}{\partial D} \left(\frac{1}{2} i^2 L_d \right) = \frac{w^2 i^2}{d^2} W_d \text{ (kg)} \dots (18)$$

(18) 式は (17) 式で $d=d$ とおくことにより直ちに求められる。

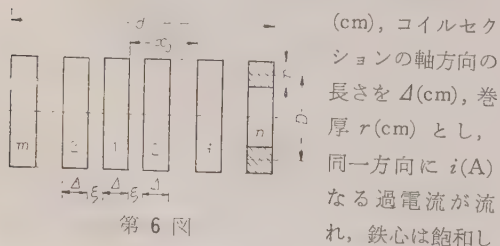


第 5 図

なお第 5 図のようなアンペア回数の等しい同軸円筒形コイル間の相互インダクタンスおよび半径方向機械力も上記と同様にして容易に求められるが、ここでは省略する。

5. 電力用リアクトルへの適用

(5.1) 電力コンデンサ用直列リアクトルに作用する電磁力 第 6 図のように円板形コイルセクションが油道 ξ をへだたてて配置されている場合について考える。各コイルセクションの巻数を w' , 平均直径を D



第 6 図

(cm), コイルセクションの軸方向の長さを Δ (cm), 巻厚 r (cm) とし、同一方向に i (A) なる過電流が流れ、鉄心は飽和し

たとする。No. 1 コイルと No. j コイルとの相互インダクタンス M_{j1} は (3) 式と同様に

$$M_{j1} = \frac{1}{2} [L_{(x_j+2d)} - 2 L_{(x_j+d)} + L_{x_j}]$$

で与えられるから、No. 1 コイルに働く軸方向の全機械力 f は左向きの力を正とすると、(6) 式と同様にして

$$f = \frac{1}{2} \left(\frac{w' i}{\Delta} \right)^2 \sum_{j=2}^m [U_{(x_j+2d)} - 2 U_{(x_j+d)} + U_{x_j}]$$

$$- \frac{1}{2} \left(\frac{w' i}{\Delta} \right)^2 \sum_{j=2}^n [U_{(x_j+2d)} - 2 U_{(x_j+d)} + U_{x_j}] \text{ (kg)}$$

$$\dots (19)$$

が導かれる。

No. j コイルが No. 1 コイルにおよぼす半径方向の拡張力 g_{j1} は

$$g_{j1} = i^2 \frac{\partial}{\partial D} M_{j1} = \frac{i^2}{2} \frac{\partial}{\partial D} [L_{(x_j+2d)} - 2 L_{(x_j+d)} + L_{x_j}]$$

$$= \frac{1}{2} \left(\frac{w' i}{\Delta} \right)^2 [W_{(x_j+2d)} - 2 W_{(x_j+d)} + W_{x_j}] \text{ (kg)}$$

であるので、No. 1 コイルに働く半径方向の全拡張力 g は

$$g = \sum_{j=2}^m g_{j1} + \sum_{j=2}^n g_{j1} + g_d \dots (20)$$

ただし,

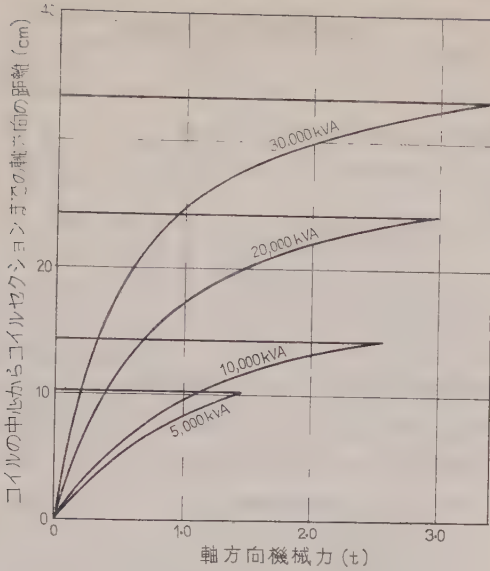
$$g_{j1} = \frac{1}{2} \left(\frac{w' i}{\Delta} \right)^2 [W_{(x_j+2d)} - 2 W_{(x_j+d)} + W_{x_j}] \text{ (kg)}$$

$$g_d = (\text{No. 1 コイル自身の拡張力}) = \frac{\partial}{\partial D} i^2 L_d$$

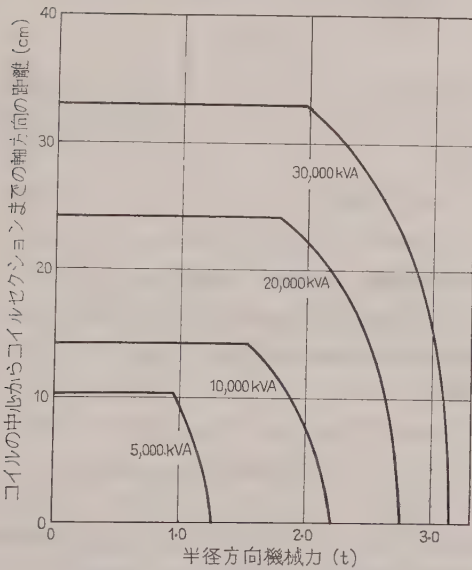
$$= \left(\frac{w' i}{\Delta} \right)^2 W_d \text{ (kg)}$$

回路電圧 33 kV 級, コンデンサ容量 5,000~30,000 kVA 用単相, 内鉄形直列リアクトルの各コイルセクション ($\Delta=2$ cm) に働く機械力を (19), (20) 式により計算したが、その結果を第 7 図および第 8 図に示した。過電流としては JIS 規格により定格電流 (A) $\times 25 \times \sqrt{2}$ とした。

各コイルセクションを軸方向に拡大し、油道にも一様に巻線が巻かれているとした場合、任意のコイルセクションに働く力およびリアクトルに働く全機械力は、それぞれ (11), (12) 式および (15), (18) 式によって与えられるが、 $\xi/\Delta < 0.4$ の範囲で計算を行った結果、(19), (20) 式との誤差は約 10 % 以内であった。したがって普通のリアクトルでは、コイルセクションが軸方向に拡大され、軸長全部に巻線があるものとして計算を行って実用上さしつかえなく、計算も非常に容易になる。第 2 表は 33 kV 級リアクトルのコイルに作用する全機械力を (12), (18) 式によって



第 7 図 各コイルセクションに働く
軸方向の力

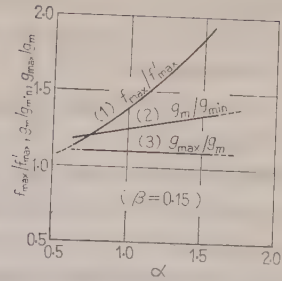


第 8 図 各コイルセクションに働く
半径方向の拡張力

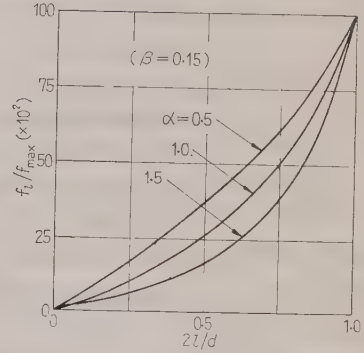
第 2 表

kVA	5,000	10,000	20,000	30,000
電磁力				
$F(t)$	4.0	8.0	11.0	14.0
$G(t)$	12.9	30.0	60.0	97.0

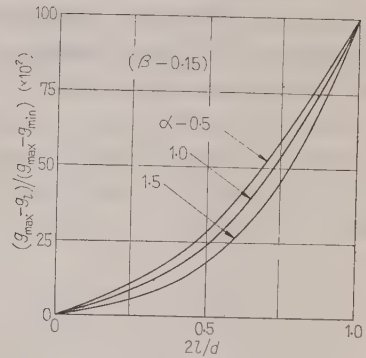
計算した結果を示したものである。なお 66, 77 kV 級のリアクトルでは、33 kV 級と同一断面の鉄心を使用



第 9 図



第 10 図



第 11 図

した場合、絶縁のためコイルの平均直径 D が大きくなり、設計にもよるが半径方向の力は約 10%，軸方向は 20% ほど第 2 表の値より大きくなる。

第 9 図～第 11 図は $\beta=0.15$ のコイル（普通のリアクトルでは $\beta=0.1\sim 0.2$ ）の機械力の分布状況を種々の $\alpha=d/D$ について示したものである。ここで

F_{\max} : 最端部コイルセクションに働く軸方向の力

F'_{\max} : F が軸方向に直線的に分布したと仮定した場合の最端部コイルセクションに働く軸方向の力 $=4\Delta F/d$

g_{\max} : 中央のコイルセクションに働く半径方向の力

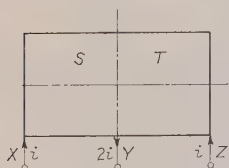
g_m : g の平均値 $=G/\text{コイルセクション数}$

g_{\min} ：最端部コイルセクションに働く半径方向の力
 f_l ：コイル中心より l なる距離にあるコイルセクションに働く力
 g_l ：コイル中心より l なる距離にあるコイルセクションに働く力

これらの図を利用すれば (12), (18) 式により全機械力を計算するだけで、各コイルセクションに働く力の概略が簡単に求められる。

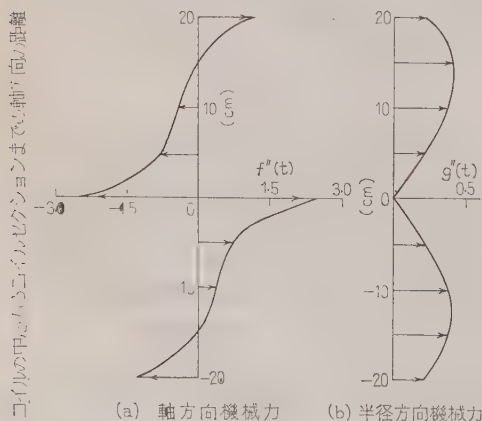
(5・2) Duplex リアクトルに作用する電磁力

Duplex リアクトル⁽⁵⁾は、第 12 図のように同一方向に巻かれたコイルの中央に給電点 Y を設けたものである。このリアクトルには、 Y から X および Z に電流が流れる場合にはインダクタンスは小さく、 Z から X に電流が流れる場合にはインダクタンスは大きいという性質があるため、電力関係



第 12 図 Duplex リアクトル

で利用されることがある。ただし、端子 X および Z に発電機が接続されている場合、 Y 点で短絡事故が起ると、 X, Z から故障電流が流入してコイル S, T 間には相当大きな軸方向反発力が働く。実際に破壊試験を行った研究もあるが、⁽⁵⁾ この場合の機械力も上記と全く同様にして計算できる。 $D=34, d=42, r=4.3, \Delta=1.0, w=126$ なるコイルの中央にタップを設け、Duplex リアクトルとして使用した場合、5,000 A 通電時において各コイルセクションに働く力を求めた結果を計算例として第 13 図 (a), (b) に示した。



第 13 図 Duplex リアクトルに作用する電磁力

6. 導体に働く応力の計算

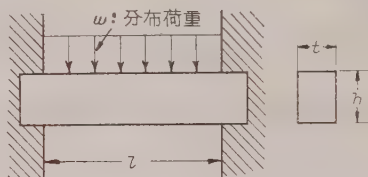
各コイルセクションに働く力がわかれば、各導体に働く応力も求められる。⁽⁷⁾すなわち

(a) 半径方向の力 g による応力 k による応力 k は

$$k = g / (2\pi S) \quad (\text{kg/cm}^2) \dots\dots\dots (21)$$

ただし、 S ：導体の断面積 (cm^2)

(b) 軸方向の力 f による応力 コイルが間隔片により支持されている場合について考える。軸方向の力は各導体に個々に、かつ均等に作用するものとみなし、第 14 図に示すように間隔片により導体は固定されたものとする。このような場合、各導体の断面係数



第 14 図

を Z 、曲げモーメントを M 、分布荷重を w (kg/cm) とし、かつ、一つのコイルセクションの巻数を w' とすると

$$w = f / (\pi D w') \dots\dots\dots (22)$$

$$M = w l^2 / 12 = l^2 f / (12 \pi D w') \dots\dots\dots (23)$$

平角導体の場合 $Z = t h^2 / 6$ であるから、応力 σ は

$$\sigma = M / Z = l^2 f / (2 t h^2 \pi D w') \quad (\text{kg/cm}^2) \dots\dots (24)$$

丸導体の場合は導体の直径を ρ (cm) とすると $Z = \pi \rho^3 / 32$ なるゆえ

$$\sigma = 8 l^2 f / (3 \pi^2 D \rho^3 w') \quad (\text{kg/cm}^2) \dots\dots\dots (25)$$

k および σ はともに引張荷重であるから相加わるものと考えられる。したがって各コイルセクションについて求めた $(k + \sigma)$ の最大値 $(k + \sigma)_{\max}$ が使用材料の安全応力以下になることが必要である。銅材の安全応力としては、1,000~2,500 kg/cm^2 程度の値がとられている。⁽¹⁾⁽⁷⁾

单相、33 kV, 10,000 kVA コンデンサ用直列リアクトルにおいて、たとえば $D=32 \text{ cm}, d=30 \text{ cm}, r=5.2 \text{ cm}, \Delta=2 \text{ cm}, w=168$, コイルセクションの巻数 $w'=14$ ならば、 $i = (1/2) (10,000 \times 25 \times \sqrt{2} / \sqrt{3} \times 33) = 3,100 \text{ A}$, [(1/2)は内鉄形の両脚コイルが並列接続になっているためである] が流れた場合の電磁力は $F=8.0 \text{ t}, G=30 \text{ t}, f_{\max}=2.6 \text{ t}, g_{\max}=2.2 \text{ t}$

また $l=10, t=0.6, h=1.0$ ならば

$\omega=1.85 \text{ kg/cm}$, $M=154$, $Z=0.1$, $k_{\max}=34 \text{ kg/cm}^2$,
 $\sigma_{\max}=154 \text{ kg/cm}^2$, $(\sigma+k)_{\max} < (\sigma_{\max}+k_{\max})=188 \text{ kg/cm}^2$

7. 結 言

以上を要約すると

(1) 多層円筒形空心コイルに電流が流れた場合、コイルに作用する電磁力は Hak 氏のインダクタンス計算式を利用すると比較的容易に求められる。鉄心入りリアクトルでも過電流により鉄心が飽和する場合は上記の方法が適用できる。

(2) 単相, 33 kV 級, コンデンサ容量 5,000~30,000 kVA 用直列リアクトルに定格電流の 25 倍の過電流が流れた場合の電磁力を計算したが, その結果 (a) 普通のリアクトルでは, 各コイルセクションに働く力は各コイルセクションが軸方向に拡大し, 油道をうめたと仮定して計算してもさしつかえない。(b) 各コイルセクションに作用する電磁力は第 7 図, 第 8 図に示すごとくであり, 半径方向の力は各コイルセクシ

ョンにほぼ均一に働き, 軸方向の力は d/D が大きくなるほど端部のコイルセクションに集中して働く。したがってコイルを設計する際には端部のコイル導体に作用する応力を計算すればよい。

(3) Duplex リアクトルの両端から中央の端子に電流が流れ込む場合は軸方向に相当の反発力が働くが, これも上記と同様にして求められる。

本研究は筆者が金沢大学に在職中に行ったものであるが, その際, 有益なご助言を賜った水上憲夫先生に厚くお礼を申し上げる。(昭和 36 年 5 月 2 日受付)

文 献

- (1) たとえば, 木沢: 昭 36 連大 S 6-9
- (2) 高砂: 高温プラズマ研究会資料 (昭 36-1)
- (3) H. B. Dwight: Electrical Coils and Conductors, p. 303 (1945)
- (4) 林: 金沢大学工学部紀要 1, 509 (昭 31)
- (5) L. E. Sauer: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs 72, Pt. III, 1297 (1953)
- (6) J. Hak: Elektrotech. u. Maschinenbau (E.u.M.) 51, 477 (1933)
- (7) 電気学会変圧器専門委員会報告, 電学誌 70, 354 (昭 25)

UDC 621.316.13.072.21 : 621.314.214.3

配電線におけるステップレギュレータの適用法 (電源電圧が一定に保持される場合)*

資料・論文

36-113

正員 大野 木 幸 男†

1. 緒 言

需用家への供給電圧の変動をできるだけ小さくすることは電力供給業者にとって重要な責務の一つであるが、これを電線張換えとか昇圧などの方法で行うことは経済的に限度がある。その点配電線路の途中にステップレギュレータを設置して線路の電圧降下を補償して電圧変動を小さくする方法は、上述の方法にくらべると雑な方法ではあるが、その効果は著しくかつ非常に安価であるから、大幅に実施することができる。

本文はこのステップレギュレータの適用法について考究したもので、母線用自動電圧調整器によって配電母線の電圧が一定に保持されている配電線を対象にして、1台のステップレギュレータを設置する場合、高低圧線と柱上変圧器の電圧降下を考えて、すべての需用家への供給電圧の変動を最小にするには、ステップレギュレータの設置点と、そのタップ段数およびタップ幅をどのように選定すればよいかを明らかにしたものである。特にステップレギュレータのタップ段数はその価格に大きく影響するので、必要にして最小のタップ段数を見出すことは重大な意義がある。

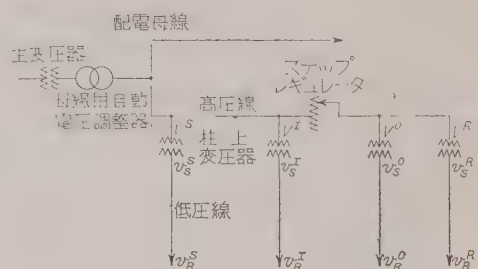
次に本研究の論旨の進め方であるが、本問題は配電線全体の各所の電圧を取り扱うために、記号が非常に多くなってわかりにくいので、まず最初に第2章で記号の説明をする。次いで第3章では、配電線の各所の低圧線のうち特に電圧変動が大きくなるところ、すなわち、ステップレギュレータの入力と出力端子および高圧線の終端の3個所の柱上変圧器の低圧側を取り上げてその電圧状況を調べ、ステップレギュレータの設置位置とそのタップ段数およびタップ間隔などによってそれら3個所の低圧線の電圧変動率がどのように変化するかを明らかにする。もちろん、その他の低圧線の電圧変動率はすべてそれよりさらに小さくなる。次に第4章では、それらの電圧変動率が総合して最小になるようにするためには、ステップレギュレータの設

置位置とそのタップ間隔をどのように選定すればよいかを見出す。次いでステップレギュレータのタップ段数と電圧変動率の関係から、タップ段数を増加すると電圧変動率がどのような割合で小さくなってゆくかを調べ、電圧変動率の軽減にもっとも効果的であるタップ段数を見出す。最後に第5章では、以上の理論は柱上変圧器の変圧比が理想的に選定されたものとしてなりたっており、その選定法についてふれなかったもので、ここでは需用家への供給電圧をできるだけ規程値に近づける理想的な変圧比の選定法について述べる。

本研究の成果が広く利用されれば筆者の幸とするところである。

2. 記 号 の 説 明

第1図に示すように、高圧線路の途中にステップレギュレータが設置され、しかも母線用自動電圧調整器によって配電母線の電圧が一定に保持されるような配



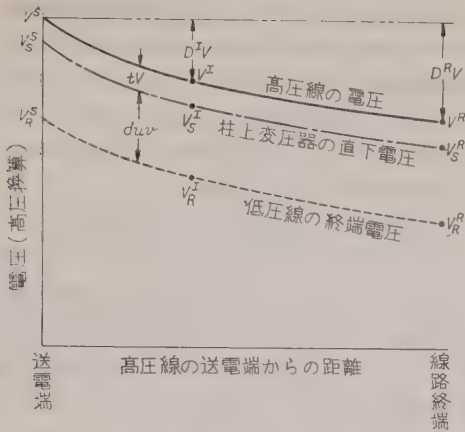
第1図 配電系統図

電線を考え、各所の電圧を図に記入してあるような記号で表現することにする。ここで V は高圧側の電圧または低圧側の電圧を高圧に換算した値を意味し、 v は低圧側の電圧を意味する。また V および v の右上の添字 S および R はそれぞれ高圧線の送電端と線路終端、 I および O はそれぞれステップレギュレータの入力端子と出力端子を意味し、さらに右下の添字 S および R は柱上変圧器の直下と低圧線の終端を意味する。

次にステップレギュレータが設置されていないときの電負荷時における各所の電圧状況を図示すると、第

* Application of Step Regulator in Distribution Line. (In Case of the Source Voltage being Constantly Kept). By Y. ONOGI, Member (Chugoku Electric Power Co., Technical Laboratory).

† 中国電力株式会社技術研究所、送配電研究室



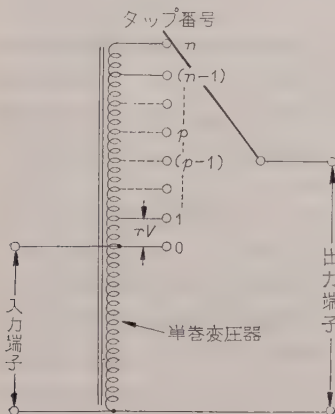
第 2 図 配電線の電圧状況

察する。また軽負荷になると線路の電圧降下が減少するが、その減少の割合を α で表わし、しかもそれが線路上のすべての点において同一であると仮定する。

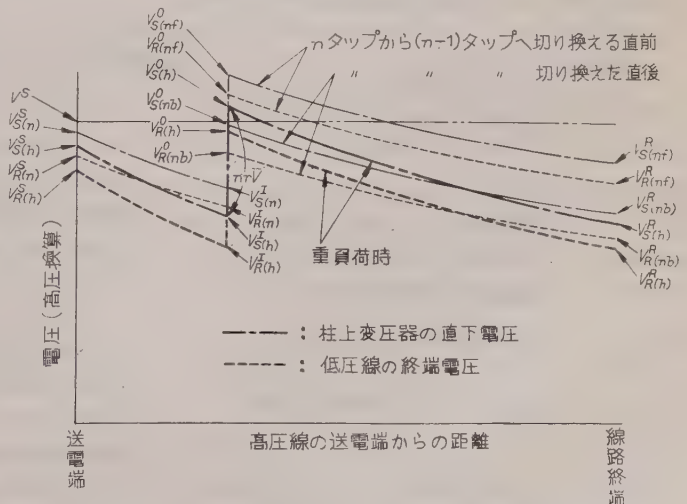
次にステップレギュレータとしては第 3 図に示すようなものを考え、タップ切換え段数は n 段(任意)で、またタップ番号は図のとおりとする。ここでタップ間隔は rV とし、これは実際にはステップレギュレータの入力電圧の大きさによって変化するが、その変化は無視して一定であると仮定する。またタップ間隔は各段とも同一であるとする。

さて、このようなステップレギュレータを高圧線路の途中に設置すると、重負荷時の電圧状況は第 4 図の太線で示ようになる。すなわち、ステップレギュレータの能力を最高度に発揮させるには重負荷時に最高段タップを使用するようにしなければならないから、設置点から線路終端までの区間は nrV だけ昇圧される。ここで昇圧による負荷電流の増加は無視する。ところで、このときの各所の電圧は図に記入してあるような記号で表現し、 V の右下の括弧内の添字 h は重負荷時を意味するものとする。次に負荷が次第に減少してゆくと、電圧変動率を小さくするためにステップレギュレータのタップを切り換えなければならないが、 n タップから $(n-1)$ タップへ切り換える直前と直後の電圧状況は第 4 図の細線で示ようになる。このときの各所の電圧は図に記入してあるような記号で表現し、 V の右下の括弧内の添字 n は n タップから $(n-1)$ タップへの切換え時、 f はタップ切換え直前、 b は直後を意味するものとする。

2 図のようになる。すなわち、高圧線の電圧は実線で示すとおりで、送電端からステップレギュレータ設置予定点までの重負荷時における高圧線の電圧降下を $D^I V$ とし、また送電端から線路終端までのそれを $D^R V$ とする。ただし D^I, D^R はそれぞれの電圧降下率、 V は高圧側の基準電圧で $V=3,000$ (または、 $6,000$) とする。また柱上変圧器の直下電圧(高圧に換算)は、鎖線で示すように、高圧線の電圧より柱上変圧器の電圧降下 tV だけ降下している。ただし t は柱上変圧器の重負荷時における電圧降下率である。なお低圧線の終端電圧(高圧に換算)は、点線で示すように、柱上変圧器の直下電圧より低圧線の電圧降下 duv だけ降下している。ただし d は低圧線の電圧降下率、 u は柱上変圧器の変圧比、 v は低圧側の基準電圧で $v=100$ とする。柱上変圧器の変圧比は最初は全線にわたって同一であると考え適正な変圧比の選定については後で考



第 3 図 ステップレギュレータ



第 4 図 ステップレギュレータを設置したときの配電線の電圧状況

3. 電圧調整の要領と主要点の電圧変動率

ステップレギュレータによる電圧調整の要領を重負荷時から軽負荷時に向って順を追って考察し、さらに高圧線路の主要点における低圧側の電圧変動率を求めてみる。

(3.1) 高圧線の終端における電圧調整の要領と電圧変動率 まず高圧線の終端を考える。

重負荷時における低圧線の終端電圧 $V_{R(h)}^R$ は

$$V_{R(h)}^R = V^S + nrV - (D^R V + tV + duv) \quad \dots\dots\dots (1)$$

であり、ステップレギュレータの出力端子の電圧変動を小さくするために

$$V_{R(h)}^R < V_{S(l)}^R \quad \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 $V_{S(l)}^R$ ：軽負荷時における柱上変圧器の直下電圧

なる関係が成立するように調整するものとする。

次に軽負荷時に全く無負荷になるものとすれば

$$V_{S(l)}^R = V^S \quad \dots\dots\dots (3)$$

となる。ところで、ここでは送電端電圧が一定に保持される場合を考えているから、送電端における低圧側の電圧変動は小さく、高圧線の終端における低圧側の電圧変動率を送電端におけるそれよりさらに小さくすることはむだである。このような理由から、高圧線の終端の重負荷時における柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(h)}^R$ を V^S より小さくするようにステップレギュレータのタップ間隔を選ぶものとして、任意の負荷時の柱上変圧器の直下電圧 V_{S^R} は同一時刻の低圧線の終端電圧より常に大きいから、いかなる負荷時においても常に

$$V_{S^R} \leq V_{S(l)}^R, \text{ ゆえに } V_{S^R} \leq V^S \quad \dots\dots\dots (4)$$

$$V_{R^R} \geq V_{R(h)}^R, \text{ ゆえに } V_{R^R} \geq V^S + nrV - (D^R V + tV + duv) \quad \dots\dots\dots (5)$$

なる関係が成立するように、ステップレギュレータのタップ切換え時期を選定したときに低圧側の電圧変動が最小になる。そのときの低圧側の電圧変動率 R^R は最悪のところで次式のようになる。

$$R^R = \frac{\frac{1}{2} \{ (D^R V + tV + duv) - nrV \}}{V^S - \frac{1}{2} \{ (D^R V + tV + duv) - nrV \}} \quad \dots\dots\dots (6)$$

ただし、ここでいう電圧変動率は、最高または最低の電圧とそれらの平均電圧との差の絶対値を平均電圧に対する比で表わしたものである。ところで上式から、電圧変動率を小さくするには、ステップレギュレータのタ

ップ間隔 r を大きくすればよいことが明らかである。

(3.2) ステップレギュレータの出力端子における電圧調整の要領と電圧変動率 次はステップレギュレータの出力端子を考える。

まず重負荷時の電圧状況をみるに、低圧線の終端電圧 $V_{R(h)}^0$ は次式のとおりである。

$$V_{R(h)}^0 = V^S - D^I V + nrV - (tV + duv) \quad \dots\dots\dots (7)$$

次にステップレギュレータを切り換える前後の電圧状況をみるに、任意の p タップから $(p-1)$ タップへ切り換えるときは、切換え直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^0$ は

$$V_{S(pf)}^0 = V^S + prV - \alpha_p (D^I V + tV) \quad \dots\dots (8)$$

ただし、 α_p ： p タップから $(p-1)$ タップへ切り換えるときと重負荷時との負荷比

であり、また切換え直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(pb)}^0$ は

$$V_{R(pb)}^0 = V^S + (p-1)rV - \alpha_p (D^I V + tV + duv) \quad \dots\dots (9)$$

である。ここで高圧線の終端をみるに、 p タップから $(p-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^R$ は

$$V_{S(pf)}^R = V^S + prV - \alpha_p (D^R V + tV) \quad \dots (10)$$

であり、また切換え直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(pb)}^R$ は

$$V_{R(pb)}^R = V^S + (p-1)rV - \alpha_p (D^R V + tV + duv) \quad \dots\dots\dots (11)$$

である。ところで、低圧線の電圧変動率を小さくするためには (4)、(5) 式が満足されなければならないから、これらに (10)、(11) 式を代入して α_p を求めると次のようになる。

$$\frac{pr}{D^R + t} \leq \alpha_p \leq 1 - \frac{(n-p+1)rV}{D^R V + tV + duv} \quad \dots (12)$$

次にステップレギュレータの出力端子の電圧状況をみるに、 p タップから $(p-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^0$ は、高圧線の終端における低圧線の電圧変動率を小さくするために V^S より大きくしなければならず、また 1 タップから 0 タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(1b)}^0$ は必ず V^S より小さい。このようにステップレギュレータの出力端子にある柱上変圧器の低圧側の電圧（高圧換算）は V^S の上下を変動することになる。そこでこの電圧変動率を小さくするには、タップ切換え直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^0$ が、できるだけ低くなるようにすればよいことになる。このような理由で、 n タップから $(n-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(nf)}^0$ が最小になるように α_n の

値を選ぶことにする。すなわち $V_{S(nf)}^0$ は

$$V_{S(nf)}^0 = V^S + nrV - \alpha_n(D^I V + tV) \dots (13)$$

であって α_n が大きいほど小さくなるが、 α_n は (12) 式の範囲に収めなければならないから、(12) 式の範囲の最大値、すなわち

$$\alpha_n = 1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \dots (14)$$

に α_n を選ぶことにする。さて α_n をこのように選んだときの n タップから $(n-1)$ タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(nb)}^0$ は

$$V_{R(nb)}^0 = V^S + (n-1)rV - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}\right)(D^I V + tV + duv) \dots (15)$$

となり、 $D^I < D^R$ であるから (7) 式と比較して

$$V_{R(nb)}^0 - V_{R(h)}^0 = -rV \left(1 - \frac{D^I V + tV + duv}{D^R V + tV + duv}\right)$$

$$\text{ゆえに } V_{R(nb)}^0 < V_{R(h)}^0 \dots (16)$$

となる。

次に α_p を考える。 p タップから $(p-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^0$ は、低圧線の電圧変動率を小さくするために、 α_n を (14) 式の値に選んだときの n タップから $(n-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(nf)}^0$ に等しくなるようにしたほうがよい。この関係から α_p を求めると次のようになる。すなわち (8), (13), (14) 式から

$$\alpha_p = 1 - \frac{(n-p)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \dots (17)$$

さて、 α_p をこのように選んだときの p タップから $(p-1)$ タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(pb)}^0$ は

$$V_{R(pb)}^0 = V^S + (p-1)rV - \left\{1 - \frac{(n-p)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}\right\}(D^I V + tV + duv)$$

となり、(15) 式と比較して

$$V_{R(nb)}^0 - V_{R(pb)}^0 = -(n-p)rV \left(\frac{D^I V + tV + duv}{D^I V + tV} - 1\right)$$

$$\text{ゆえに } V_{R(nb)}^0 < V_{R(pb)}^0 \dots (18)$$

となる。ところで、 α_p の値は (12) 式の範囲になければならないから、(17) 式の α_p の値が (12) 式の α_p の最小値より小さくなるとき、すなわち

$$p < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \{nr - \alpha_n(D^I + t)\} \dots (19)$$

のときは、 α_p の値は (12) 式の最小値、すなわち

$$\alpha_p = pr / (D^R + t) \dots (20)$$

に選ぶ。さて α_p をこのように選んだときの p タップから $(p-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(pf)}^0$ は

$$V_{S(pf)}^0 = V^S + prV - \frac{pr}{D^R + t}(D^I V + tV)$$

となり、 α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の値と比較して

$$V_{S(nf)}^0 > V_{S(pf)}^0 \dots (21)$$

となる。また α_p を (20) 式の値に選んだときの p タップから $(p-1)$ タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧 $V_{R(pb)}^0$ は

$$V_{R(pb)}^0 = V^S - rV + pr \left(V - \frac{D^I V + tV + duv}{D^R + t}\right) \dots (22)$$

となり

$$d \leq (D^R - D^I)V / uv \dots (23)$$

のときは p が小さいほど $V_{R(pb)}^0$ は小さくなる。したがってこの場合の $V_{R(pb)}^0$ の最小値は、(22) 式の p を 1 とおいて

$$V_{R(1b)}^0 = V^S - \frac{D^I V + tV + duv}{D^R + t} r \dots (24)$$

となる。さて (24) 式の $V_{R(1b)}^0$ の値を (15) 式の $V_{R(nb)}^0$ と比較してみるに

$$V_{R(1b)}^0 - V_{R(nb)}^0 = \left(1 - \frac{r}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}\right) \times (D^I V + tV + duv) - (n-1)rV$$

であるから

$$\left(1 - \frac{r}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}\right)(D^I V + tV + duv) \geq (n-1)rV \dots (25)$$

のときは

$$V_{R(1b)}^0 \geq V_{R(nb)}^0 \dots (26)$$

となり、また

$$\left(1 - \frac{r}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}\right) \times (D^I V + tV + duv) < (n-1)rV \dots (27)$$

のときは (28) 式となる。

$$V_{R(1b)}^0 < V_{R(nb)}^0 \dots (28)$$

次に (23) 式の関係が成立しない場合、すなわち

$$d > (D^R - D^I)V / uv \dots (29)$$

のときは、 p が大きいほど $V_{R(pb)}^0$ は小さくなる。したがってこの場合の $V_{R(pb)}^0$ の最小値は次のようになる。

$$V_{R(pb)}^0 = V^S - rV + pr \left(V - \frac{D^I V + tV + duv}{D^R + t} \right)$$

（ただし、 p ：(19) 式の大最値）.....(30)
さて (30) 式の $V_{R(pb)}^0$ の値を (15) 式の $V_{R(nb)}^0$ と比較してみるに

$$\begin{aligned} & V_{R(pb)}^0 - V_{R(nb)}^0 \\ &= \left(1 - \frac{pr}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \\ &\quad \times (D^I V + tV + duv) - (n-p)rV \end{aligned}$$

であるから

$$\begin{aligned} & \left(1 - \frac{pr}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \\ &\quad \times (D^I V + tV + duv) \geq (n-p)rV \dots (31) \end{aligned}$$

ただし、 p は

$$\begin{aligned} & p < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \\ &\quad \times \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\} \end{aligned}$$

の範囲の最大値

のときは

$$V_{R(pb)}^0 \geq V_{R(nb)}^0 \dots (32)$$

となり、また

$$\begin{aligned} & \left(1 - \frac{pr}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \\ &\quad \times (D^I V + tV + duv) < (n-p)rV \dots (33) \end{aligned}$$

ただし、 p は

$$\begin{aligned} & p < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \\ &\quad \times \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\} \end{aligned}$$

の範囲の最大値

のときは (34) 式となる。

$$V_{R(pb)}^0 < V_{R(nb)}^0 \dots (34)$$

さて以上の結果から、低圧側の電圧変動率 R^0 は次のようになる。

(a) $n=1$ かまたは (19) 式が成立しない場合
 $n=1$ のときと、(19) 式の関係が成立するタップがないとき、すなわち

$$\begin{aligned} & \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \\ &\quad \times \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\} \leq 1 \end{aligned} \dots (35)$$

のときの低圧線の電圧は、 α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の電圧、すなわち

$$V_{S(nf)}^0 = V^S + nrV$$

$$- \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I V + tV)$$

が最大で、また (16) 式と (18) 式とからわかるように、(15) 式の電圧、すなわち

$$\begin{aligned} & V_{R(nb)}^0 = V^S + (n-1)rV \\ &\quad - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I V + tV + duv) \end{aligned}$$

が最小である。したがって低圧線の電圧変動率 R^0 は最悪のところで次式のようにになる。

$$\begin{aligned} & R^0 = \frac{V^S + \left(n - \frac{1}{2} \right) rV}{V^S + \left(n - \frac{1}{2} \right) rV}^* \\ &\quad \frac{\frac{1}{2} \left\{ rV + duv \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \right\}}{\frac{1}{2} \left\{ rV + duv \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \right\} - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \left(D^I V + tV + \frac{1}{2} duv \right)} \end{aligned} \dots (36)$$

(b) (19), (23), (25) 式が成立する場合 (19) 式の関係が成立するタップが存在し、しかも (23) 式と (25) 式の関係が成立するときの低圧線の電圧は、

(21) 式からわかるように α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の電圧が最大で、また (16) 式と (18) 式および (26) 式からわかるように (15) 式の電圧が最小である。したがって低圧線の電圧変動率 R^0 は (36) 式と全く同じになる。

(c) (19), (23), (27) 式が成立する場合 (19) 式の関係が成立するタップが存在し、しかも (23) 式と (27) 式の関係が成立するときの低圧線の電圧は、

(21) 式からわかるように α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の電圧が最大で、また (16) 式と (18) 式および (28) 式からわかるように、(24) 式の電圧すなわち

$$V_{R(ib)}^0 = V^S - \frac{r}{D^R + t} (D^I V + tV + duv)$$

が最小である。したがって低圧線の電圧変動率 R^0 は最悪のところで次式のようにになる。

$$\begin{aligned} & R^0 = \frac{\frac{1}{2} \left\{ nrV - \left(1 - \frac{r}{D^R + t} \right) \right\}}{V^S + \frac{1}{2} \left\{ nrV - \left(1 + \frac{r}{D^R + t} \right) \right\}}^* \\ &\quad \frac{- \frac{rV}{D^R V + tV + duv} (D^I V + tV) + \frac{r}{D^R + t} duv}{- \frac{rV}{D^R V + tV + duv} (D^I V + tV) - \frac{r}{D^R + t} duv} \end{aligned} \dots (37)$$

(d) (19), (29), (31) 式が成立する場合 (19) 式の関係が成立するタップが存在し、しかも (29) 式と (31) 式の関係が成立するときの低圧線の電圧は、

(21) 式からわかるように α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の電圧が最大で、また (16) 式と (18) 式および (32) 式からわかるように (15) 式の電圧が最小である。したがって低圧線の電圧変動率 R^0 は (36) 式と全く同じになる。

(e) (19), (29), (33) 式が成立する場合 (19) 式の関係が成立するタップが存在し、しかも (29) 式と (33) 式の関係が成立するときの低圧線の電圧は、(21) 式からわかるように α_n を (14) 式の値に選んだときの (13) 式の電圧が最大で、また (16) 式と (18) 式および (34) 式からわかるように、(30) 式の電圧すなわち

$$V_{R(p)}^0 = V^s - rV + pr \left(V - \frac{D^I V + tV + duv}{D^R + t} \right)$$

ただし p : (19) 式の最大値

が最小である。したがって低圧線の電圧変動率 R^0 は最悪のところで次式のようにになる。

$$R^0 = \frac{\frac{1}{2} \left\{ (n-p+1)rV - \left(1 - \frac{pr}{D^R+t} \right) * \right.}{V^s + \frac{1}{2} \left\{ (n+p-1)rV - \left(1 + \frac{pr}{D^R+t} \right) * \right.} \\ \left. - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^I V + tV) + \frac{pr}{D^R+t} duv \Bigg\} \\ * \left. - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^I V + tV) - \frac{pr}{D^R+t} duv \Bigg\} \dots \dots \dots (38)$$

ただし、 p は

$$p < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \\ \times \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\}$$

の範囲の最大値

(3.3) ステップレギュレータの入力端子における電圧変動率 次はステップレギュレータの入力端子を考える。

低圧線の最低電圧は重負荷時における低圧線の終端電圧 $V_{R(h)}^I$ すなわち

$$V_{R(h)}^I = V^s - (D^I V + tV + duv) \dots \dots (39)$$

であり、また軽負荷時に無負荷になるとすれば、最高電圧は軽負荷時における柱上変圧器の直下電圧 $V_{S(l)}^I$ すなわち

$$V_{S(l)}^I = V^s \dots \dots \dots (40)$$

である。したがって低圧線の電圧変動率 R^I は最悪のところで次式のようにになる。

$$R^I = \frac{\frac{1}{2} (D^I V + tV + duv)}{V^s - \frac{1}{2} (D^I V + tV + duv)} \dots \dots (41)$$

4. 低圧線の電圧変動率を最小にする ステップレギュレータのタップ間隔 と設置位置およびタップ段数

低圧線の電圧変動率を最小にするには、高圧線路の主要点における低圧側の電圧変動率 R^I , R^0 および R^R の間にそれぞれ

$$R^I \leq R^R, R^0 \leq R^R \dots \dots \dots (42)$$

なる関係が成立するようにして、 R^R が最小になるようにしてやればよい。その他の負荷点における電圧変動率はすべて R^R より小さい。(証明省略)

まず $R^I \leq R^R$ の条件を変形すると、次式が得られる。

$$r \leq (D^R - D^I)/n \dots \dots \dots (43)$$

ここで (6) 式をみるに R^R は r が大きくなるほど小さくなるから、(43) 式の r の範囲内で R^R を最小にするには、ステップレギュレータのタップ間隔 r を

$$r = (D^R - D^I)/n \dots \dots \dots (44)$$

に選定すればよいことになる。

次にステップレギュレータの設置位置を求める。

(4.1) (3.2) 節 (a), (b), (d) の場合 (6), (36) 式および (44) 式を (42) 式の $R^0 \leq R^R$ の条件式に代入して D^I について整理すると次のようになる。

$$\left\{ D^I + \frac{1}{3} a - (x+y) \right\} \left\{ D^I + \frac{1}{3} a - (\omega x + \omega^2 y) \right\} \\ \times \left\{ D^I + \frac{1}{3} a - (\omega^2 x + \omega y) \right\} \leq 0 \dots \dots (45)$$

$$\text{ただし、} x = \sqrt[3]{-\frac{1}{2}q + \sqrt{\frac{1}{4}q^2 + \frac{1}{27}s^3}}$$

$$y = \sqrt[3]{-\frac{1}{2}q - \sqrt{\frac{1}{4}q^2 + \frac{1}{27}s^3}}$$

$$s = b - \frac{1}{3}a^2, q = \frac{2}{27}a^3 - \frac{1}{3}ab + c$$

$$a = \frac{nB}{V} \left\{ 2 - \frac{1}{nB} (D^R V - 2tV - duv) \right\}$$

$$b = \frac{nB}{V^2} \left[(tV + duv) \left\{ 2 - \frac{1}{nB} (D^R V - tV) \right\} \right.$$

$$\left. - \left\{ V^s + \left(1 + \frac{1}{nB} tV \right) D^R V - tV \right\} \right.$$

$$\left. - \frac{1}{n} \left(1 - \frac{duv}{B} \right) V^s \right]$$

$$c = \frac{nB}{V^3} \left[\frac{1}{n} \left(1 - \frac{duv}{B} \right) D^R V V^S + duv V^S \right. \\ \left. - (tV + duv) \left\{ V^S + \left(1 + \frac{tV}{nB} \right) D^R V - tV \right\} \right]$$

$$B = D^R V + tV + duv, \quad \omega = (-1 + j\sqrt{3})/2,$$

$$\omega^2 = (-1 - j\sqrt{3})/2$$

さて高圧線の終端における低圧線の電圧変動率 R^R を小さくするには (6) 式からわかるように r を大きくしなければならず、また r を大きくするには (44) 式からわかるように D^I を小さくしなければならないから、ステップレギュレータの設置位置 D^I は、(45) 式を満足する D^I の値の最小値に選べばよいことになる。

(4・2) (3・2) 節 (c) の場合 (6), (37) 式および (44) 式を (42) 式の $R^0 \leq R^R$ の条件式に代入して D^I について整理すると、(45) 式と同形になり、ステップレギュレータの設置位置 D^I は、(45) 式を満足する D^I の値の最小値に選べばよい。ただしこの場合の諸定数は次のとおりである。

$$a = \frac{B}{(B - duv)V} \left\{ 2n(B - duv) - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) \right. \\ \left. \times (D^R V - 2tV - duv) - \left(2 - \frac{duv}{B} \right) V^S \right\}$$

$$b = \frac{B}{(B - duv)V^2} \left[\left(2 - \frac{duv}{B} \right) (D^R V - tV) V^S \right. \\ \left. - n(B - duv) (3V^S + D^R V - 3tV - 2duv) \right. \\ \left. - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) \{ D^R V tV \right. \\ \left. + (tV + duv) (D^R V - tV) \} - duv V^S \right]$$

$$c = \frac{B}{(B - duv)V^3} \left[\left\{ \left(2 - \frac{duv}{B} \right) tV + duv \right\} V^S D^R V \right. \\ \left. - n(B - duv) \{ (tV + duv) (V^S + D^R V - tV) \right. \\ \left. - (D^R V - tV) V^S \} - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) \right. \\ \left. \times (tV + duv) D^R V tV \right]$$

(4・3) (3・2) 節 (e) の場合 (6), (38) 式および (44) 式を (42) 式の $R^0 \leq R^R$ の条件式に代入して D^I について整理すると (45) 式と同形になり、ステップレギュレータの設置位置 D^I は、(45) 式を満足する D^I の値の最小値に選べばよい。ただし、この場合の諸定数は次のとおりである。

$$a = \frac{B}{(B - duv)V} \left\{ 2n(B - duv) - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) \right. \\ \left. \times (D^R V - 2tV - duv) - \left(p + 1 - \frac{duv}{B} \right) V^S \right\}$$

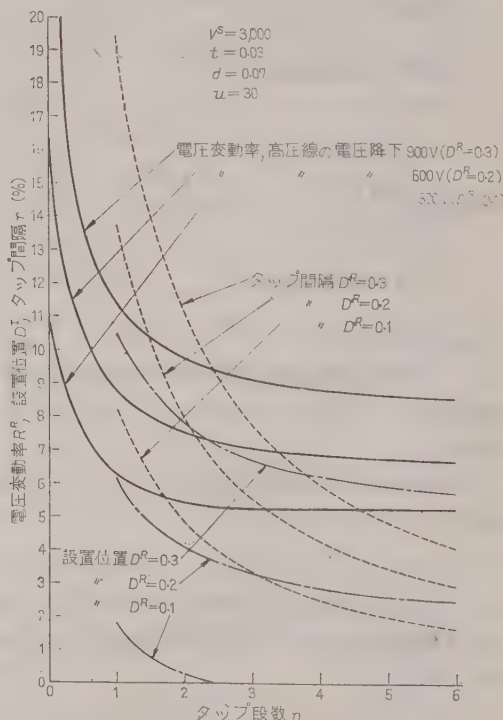
$$b = \frac{B}{(B - duv)V^2} \left[\left(p + 1 - \frac{duv}{B} \right) (D^R V - tV) V^S \right. \\ \left. - n(B - duv) (3V^S + D^R V - 3tV - 2duv) \right. \\ \left. - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) \{ D^R V tV \right. \\ \left. + (tV + duv) (D^R V - tV) \} \right. \\ \left. + \{ (p - 1) (B - duv) - pduv \} V^S \right]$$

$$c = \frac{B}{(B - duv)V^3} \left[\left\{ \left(p + 1 - \frac{duv}{B} \right) tV \right. \right. \\ \left. - (p - 1) (B - duv) + pduv \right\} V^S D^R V \\ \left. - n(B - duv) \{ (tV + duv) (V^S + D^R V - tV) \right. \\ \left. - (D^R V - tV) V^S \} \right. \\ \left. - \left(1 - \frac{duv}{B} \right) (tV + duv) D^R V tV \right]$$

$$\text{ただし、} p \text{ は } p < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \left\{ nr \right. \\ \left. - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\}$$

の範囲の最大値

さて最後にステップレギュレータのタップ段数であるが、これはタップ段数と電圧変動率の関係を図示し、電圧変動率の軽減に非常に効果的な段数を見出せ



第5図 ステップレギュレータのタップ段数とそのタップ間隔、設置位置および電圧変動率の関係

ばよい。たとえば重負荷時の電圧降下が高圧線 300 V, 600 V および 900 V, 柱上変圧器 3 V (低圧換算), 低圧線 7 V の場合についてみると, 第 5 図 からわかるように, タップ段数は 2 段程度が適当で, それ以上段数を増加しても電圧変動率の軽減にはあまり効果がない。なお参考のためにこの場合のステップレギュレータのタップ間隔と設置位置もあわせ図示した。

5. 柱上変圧器の変圧比の選定法

まず高圧線の送電端からステップレギュレータの入力端子の間を考える。ステップレギュレータが設置されていないときの重負荷時における送電端から任意の点までの高圧線の電圧降下を D^sV とすると, 高圧線路上の任意の点における低圧側の最高電圧は (40) 式からかわるよう

$$V_{S(l)}^s = V^s$$

であり, また最低電圧は (39) 式からわかるように

$$V_{R(h)}^s = V^s - (D^sV + tV + duv)$$

である。したがって任意の点における柱上変圧器の変圧比 u^s は次式のように選定すればよい。

$$u^s = \left\{ V^s - \frac{1}{2} (D^sV + tV + duv) \right\} / (v+1) \quad (46)$$

ただし低圧線の ベース電圧は屋内線の電圧降下を 1 V 見込んで $(v+1)$ とした。

次はステップレギュレータの出力端子から高圧線の終端の間を考える。

(5・1) (3・2) 節 (a) の場合 高圧線路上の任意の点における低圧側の最高電圧は, 1 タップから 0 タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧, すなわち

$$V_{S(1f)}^s = V^s + rV - \left\{ 1 - \frac{(n-1)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^sV + tV)$$

か, または軽負荷時の柱上変圧器の直下電圧, すなわち

$$V_{S(l)}^s = V^s$$

であり, また最低電圧は n タップから $(n-1)$ タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧, すなわち

$$V_{R(nb)}^s = V^s + (n-1)rV - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^sV + tV + duv)$$

である。したがって任意の点における柱上変圧器の変圧比 u^s は次式のように選定すればよい。

$$D^s \leq \frac{r}{1 - \frac{(n-1)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - t$$

の ところでは

$$u^s = \frac{V^s + \frac{1}{2} r \left\{ nV + \frac{n-1}{D^I + t} (D^sV + tV) \right\}}{v+1} * \frac{- \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \left(D^sV + tV + \frac{1}{2} duv \right)}{.....} \quad (47)$$

$$D^s > \frac{r}{1 - \frac{(n-1)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - t$$

の ところでは

$$u^s = \frac{V^s + \frac{1}{2} \left\{ (n-1)rV - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \times (D^sV + tV + duv) \right\}}{v+1} * \quad (48)$$

(5・2) (3・2) 節 (b), (d) の場合 高圧線路上の任意の点における低圧側の最高電圧は

$$p \geq \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\}$$

の範囲内の最小のタップ p から $(p-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧, すなわち

$$V_{S(pf)}^s = V^s + prV - \left\{ 1 - \frac{(n-p)r}{D^I + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^sV + tV)$$

か, または

$$p' < \frac{D^R + t}{(D^R - D^I)r} \left\{ nr - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^I + t) \right\}$$

の範囲内の最大のタップ p' から $(p'-1)$ タップへ切り換える直前の柱上変圧器の直下電圧, すなわち

$$V_{S(p'f)}^s = V^s + p'rV - \frac{p'r}{D^R + t} (D^sV + tV)$$

であり, また最低電圧は (5・1) 節のときと同じである。したがって任意の点における柱上変圧器の変圧比 u^s は次式のように選定すればよい。

$$D^s \leq \frac{(p-p')r}{1 - \frac{(n-p)r}{D^I + t} - \frac{p'r}{D^R + t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - t$$

の ところでは

$$u^x = \frac{V^s + \frac{1}{2}rV \left\{ (n-1) + p + \frac{(n-p)(D^x+t)}{D^t+t} \right\}}{v+1} * \\ * \frac{\left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) \left(D^x V + tV + \frac{1}{2} duv \right)}{.....} (49)$$

ただし、 p は

$$p \geq \frac{D^R+t}{(D^R-D^t)r} \{ nr \\ - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^t+t) \}$$

の範囲内の最小値

$$p' \text{ は} \\ p' < \frac{D^R+t}{(D^R-D^t)r} \{ nr \\ - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^t+t) \}$$

の範囲内の最大値

$$D^x > \\ 1 - \frac{(n-p)r}{D^t+t} - \frac{(p-p')r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} - t$$

のところでは

$$u^x = \frac{V^s + \frac{1}{2} \left\{ (n-1) + p' \right\} rV - \left\{ 1 + \frac{p'r}{D^R+t} \right. \\ * \left. - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^x V + tV)}{v+1} * \\ * \frac{\left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) duv}{.....} (50)$$

(5.3) (3.2) 節 (c) の場合 高圧線路上の任意の点における低圧側の最高電圧は (5.2) 節のときと同じであり、また最低電圧は 1 タップから 0 タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧、すなわち

$$V_{R(1b)}^x = V^s - \frac{D^x V + tV + duv}{D^R+t} r$$

か、または (5.1) 節のときと同じである。したがって任意の点における柱上変圧器の変圧比 u^x は次式のように選定すればよい。

$$D = \frac{(p-p')r}{1 - \frac{(n-p)r}{D^t+t} - \frac{p'r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - t \\ D' = \frac{(n-1)r}{1 - \frac{r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - \left(t + \frac{duv}{V} \right)$$

とすると、 $D \geq D'$ のときは、 $D^x \leq D'$ のところでは

$$u^x = \frac{V^s + \frac{1}{2} \left[p'rV - \left\{ 1 - \frac{(n-p)r}{D^t+t} + \frac{r}{D^R+t} \right. \right. \\ * \left. \left. - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} (D^x V + tV) \right. \\ * \left. \left. - \frac{r}{D^R+t} duv \right] \right)}{v+1} (51)$$

また、 $D' < D^x < D$ のところでは (49) 式と同じ。さらに $D^x \geq D$ のところでは (50) 式と同じ。

次に $D < D'$ のときは、 $D^x \leq D$ のところでは (51) 式と同じ。また $D < D^x < D'$ のところでは

$$u^x = \frac{V^s + \frac{1}{2} rV \left[p' - \frac{1}{D^R V + tV} \right. \\ * \left. \times \{ (p'+1) (D^x V + tV) + duv \} \right]}{v+1} (52)$$

さらに $D^x \geq D'$ のところでは (50) 式と同じ。ここで p および p' は (5.2) 節のときと同じである。

(5.4) (3.2) 節 (e) の場合 高圧線路上の任意の点における低圧側の最高電圧は (5.2) 節のときと同じであり、また最低電圧は

$$p' < \frac{D^R+t}{(D^R-D^t)r} \{ nr \\ - \left(1 - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right) (D^t+t) \}$$

の範囲内の最大のタップ p' から $(p'-1)$ タップへ切り換えた直後の低圧線の終端電圧、すなわち

$$V_{R(p'b)}^x = V^s - rV + p'r \left(V - \frac{D^t V + tV + duv}{D^R+t} \right)$$

か、または (5.1) 節のときと同じである。したがって任意の点における柱上変圧器の変圧比 u^x は次式のように選定すればよい。

$$D = \frac{(p-p')r}{1 - \frac{(n-p)r}{D^t+t} - \frac{p'r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - t \\ D' = \frac{(n-p')r}{1 - \frac{p'r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv}} - \left(t + \frac{duv}{V} \right)$$

とすると、 $D \geq D'$ のときは、 $D^x \leq D'$ のところでは

$$u^x = \frac{V^s + \frac{1}{2} \left[(p+p'-1)rV - \left\{ 1 - \frac{(n-p)r}{D^t+t} \right. \right. \\ * \left. \left. + \frac{p'r}{D^R+t} - \frac{rV}{D^R V + tV + duv} \right\} \right. \\ * \left. \left. \times (D^x V + tV) - \frac{p'r}{D^R+t} duv \right] \right)}{v+1} (53)$$

また $D' < D^x < D$ のところでは (49) 式と同じ。さらに $D^x \geq D$ のところでは (50) 式と同じ。

次に $D < D'$ のときは, $D^x \leq D$ のところでは (53) 式と同じ。また $D < D^x < D'$ のところでは

$$u^x = \frac{V^s + \left(p' - \frac{1}{2}\right)rV}{v+1} * \\ * \frac{-\frac{p'r}{D^x+t} \left(D^xV + tV + \frac{1}{2}dvv\right)}{.....} (54)$$

さらに $D^x \geq D'$ のところでは (50) 式と同じ。ここで p および p' は (5.2) 節のときと同じである。

さて現用柱上変圧器には 5 とおりのタップしかないから、必ずしも上述のような変圧比にすることはできない。実際にはそれにもっとも近い変圧比に選定することになる。なお変圧比をこのように選定すると、最初に仮定した変圧比 u と異なることになり、変圧比 u に関係のある高压に換算した低圧線の電圧降下 dvv が変わるのではないと思われるが、 u を u^x に変更すると、低圧側の電圧が u/u^x 倍となるために低圧線の電圧降下 dv が u/u^x 倍となり、これを高压側に換算すると $dv(u/u^x)u^x = dvv$ となってタップ変更前と同じである。

6. 結 言

以上需用家への供給電圧の変動を最小にするためのステップレギュレータの適用法について述べた。実際に数値計算するときは次の要領で行えばよい。

(1) まず最初に (3.2) 節 (a)~(e) のそれぞれの場合におけるステップレギュレータの設置位置 D^I を求め、次いでそれぞれに対するステップレギュレー

タのタップ間隔 r を求める。ここで V^s と u の値は、 $V^s=3,000$ のときは $u=3,150/105$, $V^s=3,150$ のときは $u=3,300/105$ の程度に選ぶのがよいと思われる。

(2) 次にこれらの値のうちいずれが (3.2) 節 (a)~(e) の条件を満足するかを調べる。満足するものが求める値である。

(3) ステップレギュレータのタップ段数 n をいろいろ変えて以上の計算を行い、それぞれの場合における高压線の終端の低圧側の電圧変動率 R^R を求め、 n と R^R の関係を図示し、これから電圧変動率の軽減にもっとも効果的である n の値を見出す。本文に例示したように、タップ段数は普通非常に少なくてもよいことになる。これは真に好つごうである。

(4) 以上の要領で D^I , r , n の値が求まると、これらを α_n , α_p の式に代入してステップレギュレータのタップ切換え時期を求め、さらに柱上変圧器の変圧比 u^x を求める。

さて、本研究においては、柱上変圧器の電圧降下が変圧比に無関係に一定であること、およびステップレギュレータにより昇圧されても低圧線の電圧降下が一定であることなど数多くの仮定をおいているが、それらによる誤差は実用上支障がない。なお本研究の成果は電源電圧が一定に保持される線路にしか適用しないが、電源電圧がフィード用自動電圧調整器によって線路の電圧降下を補償するように調整される線路へのステップレギュレータの適用法については、追って発表したいと思っている。

終りに数値計算に協力された当所北村君に謝意を表する。(昭和 36 年 1 月 14 日受付, 同 5 月 19 日再受付)

UDC 621-503: 621-501.2

拡張 Bode 線図による制御系のシンセシス*

資料・論文

36-114

正員 永 野 泰 男†

1. ま え が き

自動制御系をシンセシスする方法として、従来より種々行われているが、これらのうちもっとも簡便と思われるものに Bode 線図による方法がある。Bode 線図は開ループの周波数応答特性を示す線図であり、またこれは閉ループの特性方程式の根が s 平面における虚軸上に存在する条件を示している。したがって、Bode 線図より一般的な根の位置を知ることはむずかしいので、制御系の過渡応答を正確にはあくすることは困難である。それゆえ Bode 線図より制御系をシンセシスする場合には近似的、経験的要素が含まれてくるので、すべての場合について正確を期することはむずかしい。

この欠点を補うために⁽¹⁾⁽²⁾周波数応答曲線を一般化して、特性方程式の根が一定のダンピング比を有するための条件を求めて、これより帰還系の解析を行う方法がある。この方法は特性方程式の根の存在する条件を s 平面全域に広げたものであり、Bode 線図の求根の範囲を虚軸上から、一定のダンピング比をもつ原点よりの放射直線上に拡張したものとみることができる。この拡張された Bode 線図より制御系の過渡特性を知ることが可能であるが、制御系の解析を行う場合には、現在実用されている根軌跡法⁽³⁾によるほうが便利であるので、まだ一般的には用いられていない。

筆者はこの線図が制御系をシンセシスする場合に便利であることに気が付き、この拡張された Bode 線図と根軌跡法とを結びつけて考えることにより、いっそう明確にかつ簡便にシンセシスすることが可能になった。

従来は周波数応答特性を一般化する場合、線図を求める条件として一定のダンピング比をとっているが、この論文においては根軌跡との結びつきを重要視して原点よりの一定偏角を用いている。このことより選定した偏角と拡張された Bode 線図の位相特性との関係がより明確になり、また伝達関数が二次形を含む場合線図を求めるのに便利である。

Bode 線図を拡張する方法については、一般的にあ

まり用いられていないし、またこの文章においては線図を求める条件に原点より偏角一定な放射線をとったために、開ループ伝達関数の一般的な各因数のテンプレートを書き直す必要もあるので、第2章において筆者の見解を加えて解説してある。

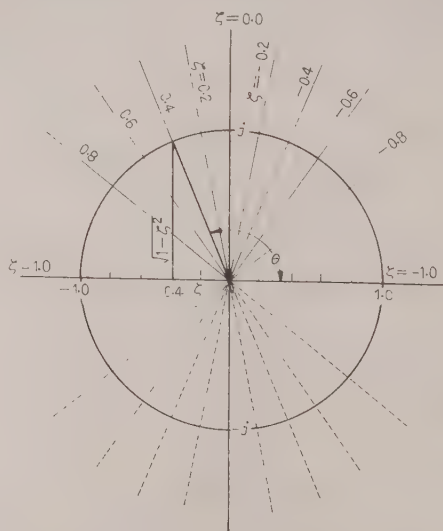
2. Bode 線図の拡張

開ループ伝達関数を $G(s)$ とすれば、閉ループの特性方程式は

$$D(s) \equiv G(s) + 1 = 0 \dots \dots \dots (1)$$

で表わされる。(1) 式に原点よりの偏角 θ なる複素根が存在すれば $G(s)$ に $s = ue^{i\theta}$ を代入して $u = 0 \sim \infty$ に対するベクトル軌跡を求めれば、この軌跡は $(-1, 0)$ なる点を通過する。 $G(s)$ のベクトル軌跡が $(-1, 0)$ を通る u の値を u_1 とすれば、 $D(s)$ には $u_1 e^{i\theta}$ なる複素根およびその共役根 $u_1 e^{-i\theta}$ が存在する。 $D(s)$ の根が複素根となる場合には必ず共役根が存在するので、 $G(s)$ に代入する複素数の偏角は 0° から 180° までの範囲をとれば充分である。また安定根を求めるためには偏角 θ は 90° から 180° までの範囲を選べばよい。

従来は Bode 線図を一般化する場合、上記のように偏角 θ を用いず、第1図に示すようにダンピング比 ζ を用いて表現している。この場合にはダンピング比と



第1図 偏角 θ とダンピング比 ζ との関係

* Control System Synthesis by Generalized Bode Diagram Method. By Y. NAGANO, Member (Akita University).

† 秋田大学鉱山学部助教授、発電工学担当

して $\zeta = -1$ より $\zeta = 1$ までをとればよく、また安定根を得るためには 0 より 1 までの範囲を選ばよい。偏角 θ とダンピング比 ζ の間には

$$\zeta = -\cos \theta$$

なる関係がある。

$G(s)$ に $s = ue^{i\theta}$ を代入して得られるベクトルの絶対値 (デシベル表示値) を g 、偏角を φ とし、横軸に u を対数目盛でとり、 g および φ を縦軸にて表わす線図を、本文においては拡張 Bode 線図 (略して GB 線図) と呼ぶこととする。また g および φ は Bode 線図と同じく $G(s)$ の利得および位相と呼ぶことにする。

$D(s)$ に $u_1 e^{i\theta_1}$ なる複素根が存在する場合には、 $G(s)$ のベクトル軌跡が $u = u_1$ にて $(-1, 0)$ を通るが、このことは GB 線図においては $u = u_1$ にて $g = 0$ dB、 $|\varphi| = (2n+1)\pi$ (n は整数) となることである。代入複素数の偏角を任意の値に選んだ場合、GB 線図において $g = 0$ dB、 $|\varphi| = 2(n+1)\pi$ を同時に満足することはほとんどなく、この条件を満足させるためには一般に $G(s)$ の利得または時定数を調整しなければならない。

(2.1) 各因数の GB 線図 線形自動制御系の開ループ伝達関数は、一般に s の一次または二次の因数の積で表わされる。しかし後述するように s についての二次式は二つの一次式の積で表現できるので、開ループ伝達関数を

$$G(s) = K \frac{\prod_{n=1}^h (1 + sT'_n)}{s^N \prod_{m=1}^k (1 + sT_m)} \quad \dots\dots\dots (2)$$

とし (2) 式に $s = ue^{i\theta}$ を代入すれば

$$\begin{aligned} [G(s)]_{s=ue^{i\theta}} &= K \frac{\prod_{n=1}^h (1 + T_n u e^{i\theta})}{u^N e^{iN\theta} \prod_{m=1}^k (1 + T_m u e^{i\theta})} \\ &= K \frac{\prod_{n=1}^h G_n}{u^N \prod_{m=1}^k G_m} e^{i(-N\theta + \sum_{n=1}^h \varphi_n - \sum_{m=1}^k \varphi_m)} \\ &\dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

となる。ただし、

$$\begin{aligned} (1 + T_n u e^{i\theta}) &= G_n e^{i\varphi_n} \\ (1 + T_m u e^{i\theta}) &= G_m e^{i\varphi_m} \end{aligned}$$

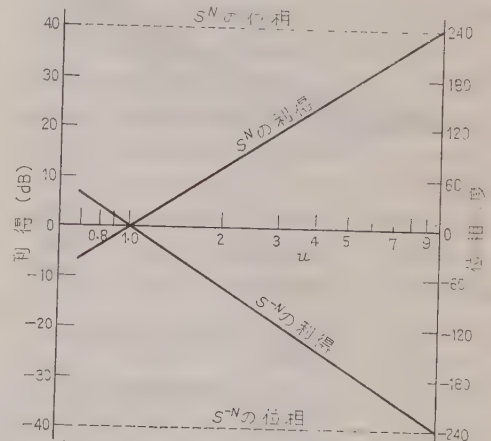
とする。また $[G(s)]_{s=ue^{i\theta}}$ の利得を g 、位相を φ とすれば (3) 式より

$$\begin{aligned} g &= 20 \log_{10} K + \sum_{n=1}^h 20 \log_{10} G_n \\ &\quad - 20N \log_{10} u - \sum_{m=1}^k 20 \log_{10} G_m \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

$$\varphi = \sum_{n=1}^h \varphi_n - N\theta - \sum_{m=1}^k \varphi_m \dots\dots\dots (5)$$

となる。(4)、(5) 式より $G(s)$ の利得および位相は、各因数の利得および位相の総和であるので、 $G(s)$ の GB 線図は各因数の GB 線図が求まれば容易に描くことができる。

(a) s^N の GB 線図 第 2 図に示すように利得は $u=1$ のとき 0 dB をとおる N dB/dec の直線であり、位相は u の値に関係なく $N\theta$ 通る。また $(s^N)^{-1}$ の GB 線図は s^N の GB 線図を横軸に対称に反転して描けばよい。



第 2 図 s^N , s^{-N} の GB 線図 ($\theta = 120^\circ$, $N = 2$)

(b) $(1+s)$ の GB 線図 ニコルス線図は $G(s)$ に対する $\{1+G(s)\}^{-1}$ の利得および位相を示す線図であるので、目盛の取り方を少し変えれば、この線図より $(1+s)$ の GB 線図を求めることができる。第 3 図はこの目的のために求めた線図であり、 u および θ に対する $(1+s)$ の利得および位相を示す線図である。第 4 図および第 5 図は第 3 図より求めたもので、各 θ の値に対する $(1+s)$ の GB 線図である。

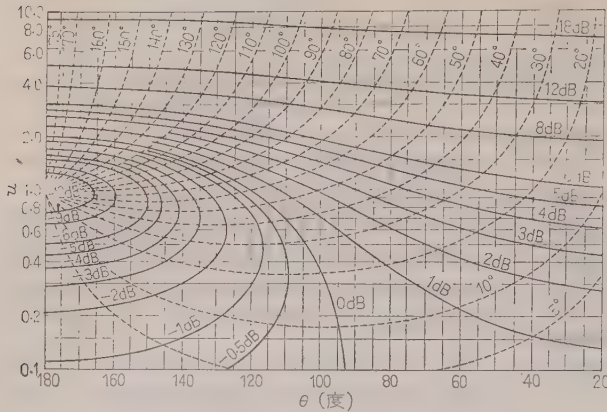
(c) $(s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)$ の GB 線図 この形は $(s + pe^{i\theta_1})(s + pe^{-i\theta_1})$ の形で表わすことができるので

$$\begin{aligned} (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)_{s=ue^{i\theta}} &= p\{1 + (u/p)e^{i\psi_1}\}p\{1 + (u/p)e^{i\psi_2}\} \\ &= p(1 + s_1/p)_{s_1=ue^{i\psi_1}}p(1 + s_2/p)_{s_2=ue^{i\psi_2}} \end{aligned}$$

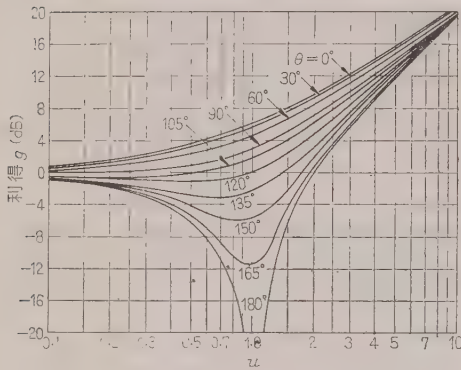
..... (6)

ただし、

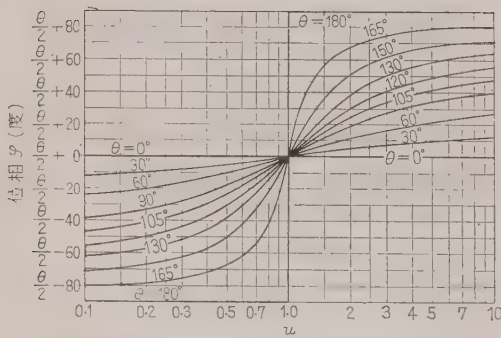
$$\psi_1 = \theta + \theta', \quad \psi_2 = \theta - \theta'$$



第 3 図 $(1+re^{j\theta})$ の利得 $|G|$ dB (実線) および位相 ϕ (点線)



第 4 図 $(1+s)$ の GB 線図 (利得特性)



第 5 図 $(1+s)$ の GB 線図 (位相特性)

となる。(6) 式は $(1+sT)$ の積の形であるので、次に述べる性質を利用して $(1+s)$ の GB 線図より簡単に求めることもできる。この場合 (6) 式の s_1 および s_2 に代入する複素数の偏角 ϕ_1 および ϕ_2 は s に代入する複素数の偏角 θ とは一般に異なる値であるので注意を要する。

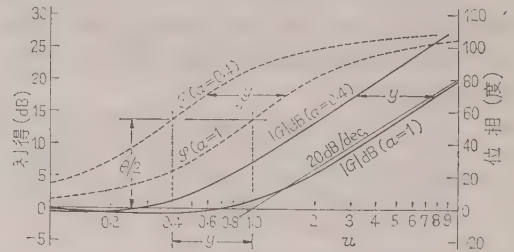
(2.2) GB 線図の性質 GB 線図のうち $\theta=90^\circ$ の線図が Bode 線図であるので、その性質は本質的には Bode 線図と同じであるが、GB 線図は Bode 線図

を含む、より一般的な線図であるので、Bode 線図の性質をそのまま使用することはできない。次に GB 線図の代表的な性質を述べることにする。

(a) sT の場合 利得は $u=1/T$ にて 0 dB を通る 20 dB/dec の直線であり、位相は常に θ となる。

(b) $(1+sT)$ の場合 $T=1/a$ とすれば利得曲線は $u \rightarrow 0$ において 0 dB, また $u \rightarrow \infty$ において 20 dB/dec の直線 ($u=0$ にて 0 dB を通る) に漸近する。利得曲線は a が変わるにより、横軸方向に平行移動する。その移動量は a が a_1 より a_2 になった場合、横軸上における $u=a_1$ および a_2 の 2 点間の距離であり、もとの曲線は a_1 より a_2 に向う方向に平行移動する。

位相は $u \rightarrow 0$ にて 0° , $u \rightarrow \infty$ にて θ , $u=a$ にて $\theta/2$ となる。位相曲線も a が変わることにより平行移動し、 a_1 から a_2 に変わることにより $\theta/2$ となる u の値が a_1 より a_2 に移動する。第 6 図は $(1+sT)$ の諸性質を示すための GB 線図 ($\theta=110^\circ$) であり、 y は a が 1 より 0.4 に変化したときの曲線の移動距離である。



第 6 図 $G(s) = (1+s/a)$ の GB 線図 ($\theta=110^\circ$)

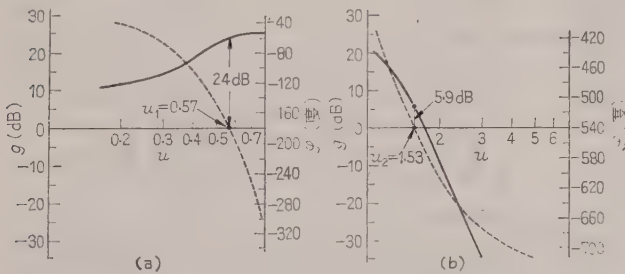
3. GB 線図による制御系のシンセシス

自動制御系において閉ループの特性方程式の根が定まれば過渡応答の形は定まるので、特性方程式の根のうち制御特性にもっとも影響力の大きい根を希望値にすることができればつごうがよい。自動制御系においては制御目的などにより適当な減衰比は定まるので、根として希望する偏角 θ の値も定まってくる。一般に⁽⁴⁾適当な制御特性を得るためには減衰比を 0.3~0.7 に選定すればよいといわれているので、これを θ に換算すれば $107.5^\circ \sim 134.5^\circ$ となる。

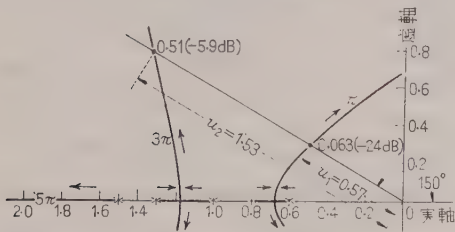
GB 線図より自動制御系をシンセシスする場合に、根の偏角として希望する θ にて開ループ伝達関数

のGB線図を求め、この線図より $|\varphi| = (2n+1)\pi$ なる位相条件と、 $g=0$ dB なる利得条件を同時に満足する系の利得および各因数の時定数を求めればよい。

(3.1) GB線図と根の位置 GB線図は $G(s)$ に $s=ue^{i\theta}$ を代入して得られる線図であるので、この線図の位相条件を満足する点はすべて根になる資格がある。すなわちGB線図において位相条件を満足する点の利得を g (dB) とすれば、開ループ伝達関係の利得を g (dB) 下げることにより、位相条件および利得条件を同時に満足させることが可能であるからである。それゆえ偏角 θ のGB線図の位相条件を満足する u の値を u_1, u_2, u_3, \dots とし、この点における利得を g_1, g_2, g_3, \dots とすれば、この系の特性方程式の根は共役根も含めて $u_1 e^{\pm i\theta}, u_2 e^{\pm i\theta}, u_3 e^{\pm i\theta}, \dots$ となり、この根を得るための系の利得は $-g_1, -g_2, -g_3, \dots$ となる。第7図は $G(s)$ が s について五次の場合 $\theta=150^\circ$ なるGB線図の例であり、また第8図は同じ $G(s)$ に対する根軌跡を求めたものであるが、第7図と第8図を対照することにより、GB線図と根の位置の関係が明らかになる。



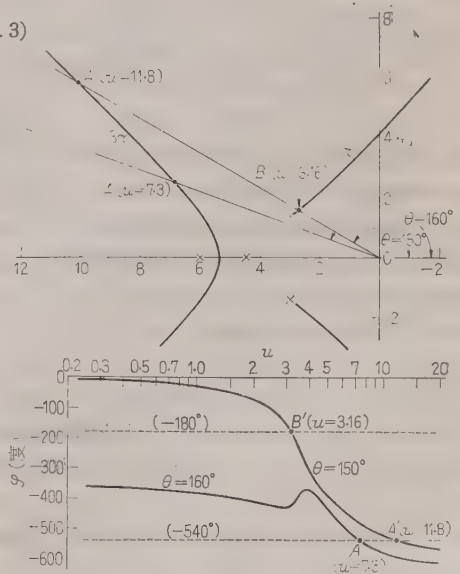
第7図 $G(s) = \{(1+s/0.6)(1+s/0.8)(1+s)(1+s/1.3)(1+s/1.5)\}^{-1}$ の $\varphi = -180^\circ, \varphi = -540^\circ$ の付近のGB線図 ($\theta = 150^\circ$)



第8図 $G(s) = \{(1+s/0.6)(1+s/0.8)(1+s)(1+s/1.3)(1+s/1.5)\}^{-1}$ の根軌跡

なる。これらの位相条件を満足する点は、いずれも根となりうるので、偏角 θ をもつ根は2組以上存在する可能性がある。それゆえ制御系をシンセシスする場合、特性方程式の複素根が幾組か存在するときには、これらの根を同時に希望値にすることは困難であるので、制御特性にもっとも影響力の大きい根、すなわち一般には代表振動根を希望値にすることとする。もちろんこの場合目標とする根以外の根のダンピング比が極度に小さくなったり、また不安定領域にはいたりしてはならない。このような場合、代表振動根を確認する必要があるが、1種類の θ におけるGB線図だけより代表振動根を求めることはできない。たとえば第9図の例において $\theta=160^\circ$ とした場合、位相条件を満足するA点は代表振動根とはならないが、 $\theta=150^\circ$ とすれば位相条件を満たす点はA'、B'となり、この二つの点のうち u の値の小さいB'点は代表振動根となりうる。それゆえGB線図により制御系をシンセシスする場合、大略の根軌跡を想定してシンセシスの目標となっている根をはあくしておく必要がある。このためには根軌跡の各分岐は位相条件として $\pi, 3\pi, 5\pi$

……などのうちのどの条件を満足しているかを明らかにしておけば、GB線図と対応させる場合に便利である。(第8図、第9図参照) また代表振動根を得る位相条件として、一般的に $|\varphi| = \pi$ なる場合が非常に多いので、特に $|\varphi| = \pi$ の付近のGB線図は重要になる。



第9図 根軌跡とGB線図位相特性の関係

(3.2) GB線図と代表振動根 $G(s)$ の分母を s について N_1 次、分子を N_2 次とすれば、 $G(s)$ の位相 φ の最大値は $-N_1\theta$ または $N_2\theta$ になる可能性がある。 N_1 または N_2 が四次以上の場合には $\theta=0^\circ \sim 180^\circ$ の範囲において $|\varphi|$ が $(2n+1)\pi$ の位相条件を満足する u の値は2個以上存在しうることと

(3・3) 開ループ伝達関数の利得および時定数の調整
自動制御系を GB 線図によりシンセシスするには、特性方程式の根として希望する値を $u_0 e^{i\theta_0}$ とすれば、開ループ伝達関数 $G(s)$ の $\theta=\theta_0$ なる GB 線図を求め、この線図において $u=u_0$ において位相条件および利得条件を同時に満足するように $G(s)$ の利得および各因数の時定数を調整すればよい。

$G(s)$ に対する $\theta=\theta_0$ の GB 線図は、各因数の時定数を変えない限り位相条件を満足する u の値は定まっており、 $G(s)$ の利得を変えることによりこの値は変化しないので、利得を調整するだけでは根の偏角は希望値 θ_0 にすることはできても、根の絶対値は希望値 u_0 にすることはできない。

また $G(s)$ の利得を固定して、因数の時定数だけを変化することにより、根の絶対値をも希望値にするためには、 $u=u_0$ なる点で位相条件および利得条件を同時に満足させる必要があり、実際行う場合困難である。

これらの方法に対し、利得および時定数を同時に調整する場合には $u=u_0$ にて位相条件を満足させればよいので、簡単に制御系の設計を行うことができる。

しかし注意を要することは、根の値を希望値にすることができるといっても、これは $G(s)$ の全部の因数の時定数および利得を自由に調整しうる場合のことであり、一般の制御系においては開ループの各構成要素の伝達関数は自由に変化できない場合が多く、また補償要素をそう入するにも限度があるので、実際には希望する根の絶対値 u_0 は $0\sim\infty$ の範囲において任意の値に選定できるわけではなく、調整しうる要素の数および時定数の変化させうる範囲により希望する根の選定可能な範囲が定まる。

次に伝達関数の利得および因数の時定数を調整して、根が希望する値を有するよう例題を用いて説明することとする。

〔例 1〕開ループ伝達関数が

$$G(s) = \frac{K(1+s/a)}{s(1+s/1.6)(1+s/3)}$$

にて与えられた場合、特性方程式の代表振動根の偏角が 120° になる u および a の範囲と K の値を求めよう。

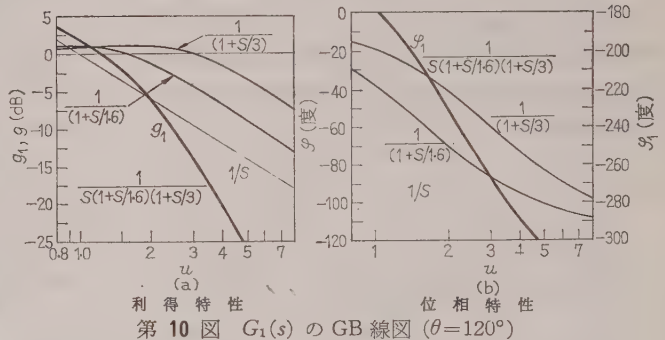
$G(s)$ より調整すべき時定数を含む因数 $K(1+s/a)$ を除いた部分

$$G_1(s) = 1/s(1+s/1.6)(1+s/3)$$

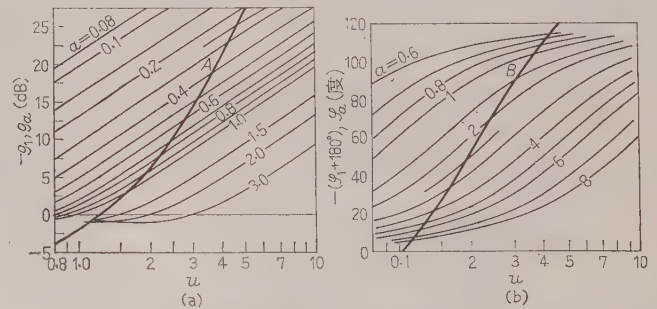
の $\theta=120^\circ$ なる GB 線図を求める。(第 10 図) これは (2・2) 節 (a) および (b) で述べた GB 線図の性質と、 $(1+s)$ のテンプレートより求めることができる。また同じ方法にて $G_a(s)=(1+s/a)$ の各 a の値に対する $\theta=120^\circ$ の GB 線図を別に求める。(第 11 図の曲線群)

次に $G_1(s)$ の利得を g_1 、位相を φ_1 とし、 $-g_1$ (第 11 図 A 曲線) および $-(\varphi_1+180^\circ)$ (B 曲線) を求めて第 11 図の曲線群に書き込む。

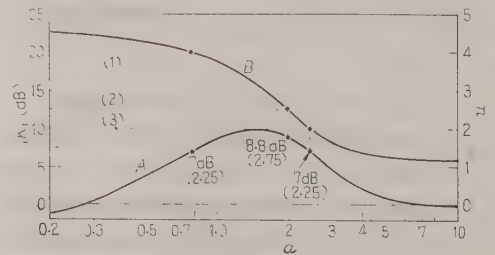
第 11 図 B 曲線は $G_a(s)$ の位相 φ_a がこの曲線上にある場合には、 u の値に関係なく $\varphi_1+\varphi_a=\varphi$ が常に -180° になることを示している。第 11 図より B 曲線と各 a に対する $(1+s/a)$ の位相との交点の u の値を求め、 a を横軸に、 u を縦軸にとって曲線を描けば、(第 12 図 B' 曲線) この曲線は φ が -180° にな



第 10 図 $G_1(s)$ の GB 線図 ($\theta=120^\circ$)



第 11 図 g_a , φ_a および $-g_1$, $(-\varphi_1-180^\circ)$ の特性



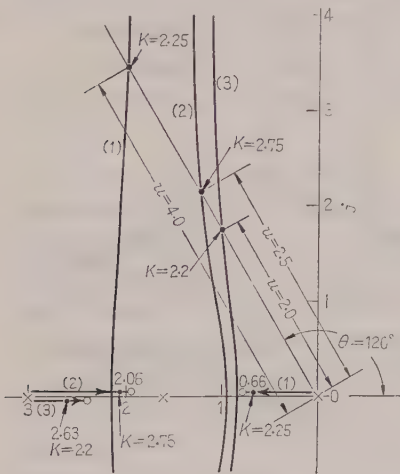
第 12 図 根の偏角が 120° になるための a と K , u の関係

ときの a と u との関係を示している。

次に $G_a(s)$ の利得を g_a とし、第 12 図 B' 曲線を満足する u と a の値について $-g_1 - g_a = |K| \text{ dB}$ を第 11 図より求めれば、(第 12 図 A' 曲線) $|K| \text{ dB}$ は $G(s)$ が利得条件を満足させるに必要な利得を示している。

第 12 図より根の偏角を 120° にとった場合、根の絶対値 u の値は $1.2 \sim 4.6$ の範囲にあることがわかる。この例題において特性方程式は s についての三次式であるので、複素根は 1 組しかないので $\theta = 120^\circ$ の根は代表振動根であるが、他の実根の位置は $\theta = 120^\circ$ の GB 線図より求めることはできない。

第 13 図は実根の状態を知るために求めた根軌跡であり、特性方程式が $4e^{\pm 120^\circ i}$, $2.5e^{\pm 120^\circ i}$, $2.0e^{\pm 120^\circ i}$ なる複素根をもつように第 12 図より a の値を選定してある。軌跡 (1) は $a=0.79$, (2) は $a=1.95$, (3) は $a=2.4$ にとった場合である。またこのときの K の値は第 12 図より、(1) $K=2.25$, (2) $K=2.75$, (3) $K=2.2$ となり、第 13 図より得る結果と同じになる。



(1) $a=0.79$ (2) $a=1.95$ (3) $a=2.4$

第 13 図 $\frac{K(1+s/a)}{s(1+s/1.6)(1+s/3)}$ の根軌跡

の場合一般には正確な軌跡を求める必要はなく、軌跡のだいたいの形を知るだけで充分な場合が多く、比較的簡単に知ることができる。

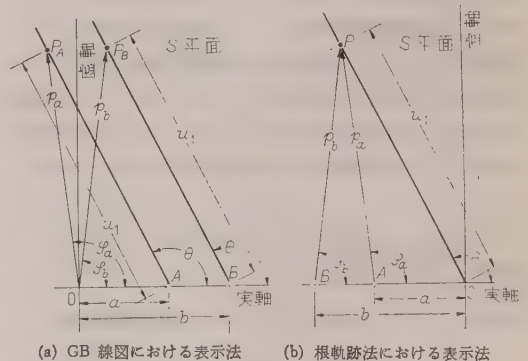
4. GB 線図と根軌跡の併用

前章で述べたように、GB 線図は根軌跡と密接な関係を有しているので、両者を併用することによりいっそう容易に制御系をシンセシスすることが可能になる。

GB 線図より制御系をシンセシスする場合、(例 1)

に示したように利得条件を求めるにも相当な手間を要するが、根軌跡法においては軌跡上の点より各極（または零点）までの距離の積（または商）を求めることにより、簡単に根の存在するための利得条件を求めている。GB 線図によりシンセシスする場合には、根として希望する値を s 平面に直ちに書きこむことができるので、希望値が根となるための利得条件は根軌跡法と同じ手段により求めることができる。

(4.1) GB 線図と根軌跡との関係 GB 線図は $G(s)$ に $s=ue^{i\theta}$ を代入して得られる線図であるので、 $G(s)$ を $(s+a)/(s+b)$ とすれば $u=u_1$ にて因数 $(s+a)$ および $(s+b)^{-1}$ のベクトルは第 14 図に示すように $\overline{OP_A}$, $1/\overline{OP_B}$ であり、偏角は φ_a , $-\varphi_b$ 、絶対値は p_a , $1/p_b$ である。これに対し根軌跡法においては因数 $(s+a)$ および $(s+b)^{-1}$ のベクトルを $1/\overline{AP}$, \overline{BP} にて表現しているので、偏角は $-\varphi_a$, φ_b また絶対値は $1/p_a$, p_b となる。 $G(s)$ の因数が $1/s$ や複素数を含む場合にも同じようになるので、GB 線図



第 14 図 GB 線図と根軌跡法におけるベクトル表示法の比較

により示すベクトルは根軌跡におけるベクトルの逆数を示している。すなわち根軌跡法で示す利得を g 、位相を φ とすれば、GB 線図では $-g$, $-\varphi$ となる。しかし位相条件を満足するためには $G(s)$ の位相の絶対値が $(2n+1)\pi$ となればよいので、位相の正負には関係しない。それゆえ位相条件を求める場合、いずれの方法を用いても同じ結果を得る。また根軌跡法で示す利得は、GB 線図において利得条件を満足するに必要な系の利得を示していることになる。

これらの関係を用いれば、 $G(s)$ の GB 線図をテンプレートなしに求めることができる。すなわち s 平面にて原点より偏角 θ なる直線を引き、この直線上に原点よりの距離 u なる点より、 $G(s)$ の各極または零点に対する利得 (デシベルにて表示) および位相を根軌跡

法と同じ方法にて求め、利得または位相の総和の符号を反転して u に対する曲線を描けばよい。第 14 図の例において $(s+a)/(s+b)$ の位相は $\varphi=\varphi_a-\varphi_b$ 、利得は $g=|p_a|\text{dB}-|p_b|\text{dB}$ として GB 線図を描けばよい。

また各因数のテンプレートより、種々の θ に対する GB 線図を求めることにより、根軌跡を求めることもできるので、根軌跡の探さくの方法に GB 線図の概念を適用すれば便利である。現在の根軌跡の探さく方法は、 s 平面上の任意の点を取り、この点が位相条件を満足するかどうかを検討する方法をとっている。この場合試みにとる点を原点より偏角一定な直線上にとり、各極または零点よりこの点にいたるベクトルの位相を記録して、この部分だけの GB 線図の位相特性を求めておけば、試みにとった各点がいずれも位相条件を満足しなくとも、これらの点が根の付近にあれば直ちに根の位置を正確に求めることができる。またこの系の制御特性を改善する必要がある場合、この部分的な GB 線図でも補償要素として必要な伝達関数のある程度の目安を得ることができるのでつぎがよい。

(4.2) 補償要素の設計 自動制御系が希望する制御特性をもたない場合には、補償要素を追加して制御特性を改善する方法が用いられているが、この場合においても GB 線図を用いることにより、従来の方法よりもいっそう明確に補償要素を設計することができる。

制御特性を改善するために一般的に用いられている方法に、制御系に直列に

$$(1) \quad G_1(s) = \frac{KTs}{1+Ts} \dots\dots (\text{微分補償要素})$$

$$(2) \quad G_2(s) = \frac{1+Ts}{1+\alpha Ts} \dots\dots (\text{進み補償要素})$$

$$(3) \quad G_3(s) = \frac{1+\alpha Ts}{1+Ts} \dots\dots (\text{遅れ補償要素})$$

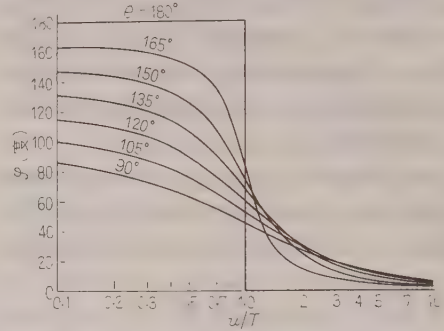
ただし、 $\alpha < 1$

なる補償要素をそう入する方法がある。この場合、系が希望する制御特性をもつためには、補償要素の種類、その数および時定数の値が適当に設計されなければならない。

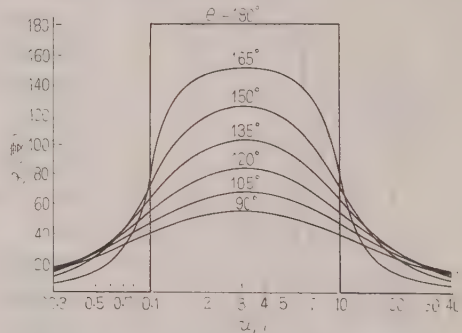
GB 線図より補償要素を設計する場合には、補償要素も含めた開ループ伝達関数の GB 線図を求め、この線図より特性方程式の代表振動根の値が希望する制御特性を得るに必要な値になるように種々の条件を求めればよい。このためには各補償要素の GB 線図をテンプレートとしてあらかじめ求めておけば便利である。

第 15 図は微分補償要素の位相特性、第 16 図は進み補償要素の位相特性 ($\alpha=1/10$) を示すテンプレートで

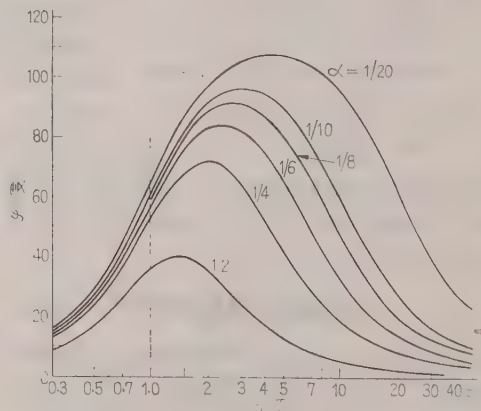
ある。また遅れ補償要素の位相特性は第 16 図における φ の目盛の符号を反転すればよい。補償要素の GB 線図は第 16 図より明らかなように α の値を一定にとれば、補償要素の時定数を変化しても図形は変化せず、曲線はそのままの形で左右に平行移動するので、補償要素を設計する場合あらかじめ α の値を定めておけばよい。第 17 図は種々の α の値について求めた補償



第 15 図 $\frac{Ts}{1+Ts}$ の GB 線図位相特性



第 16 図 $\frac{1+Ts}{1+\alpha Ts}$ の GB 線図位相特性 ($\alpha=1/10$)



第 17 図 $\frac{1+Ts}{1+\alpha Ts}$ の GB 線図位相特性 ($\theta=130^\circ$)

要素の $\theta=130^\circ$ なる GB 線図位相特性である。

また補償要素を 2 個以上用いる場合にも、各要素間の時定数の比を一定にしておけば、時定数を変化しても GB 線図の図形は変わらないのでつぎがよい。

次に GB 線図による制御系の補償方法について、例題により説明することとする。

【例 2】 開ループ伝達関数が

$$G_1(s) = \frac{k}{s(s+0.1)(s+0.8)(s+1)}$$

で表わされる場合 $k=0.00336$ のとき代表振動根の値は $0.066e^{\pm 130^\circ i}$ である。この系の過渡応答を早くするために、進み補償要素

$$G_2(s) = \frac{1+Ts}{1+\alpha Ts}, \quad \left(\alpha = \frac{1}{10}\right)$$

を系に直列に入れる場合、偏角 130° の代表振動根の絶対値が 0.25 になる補償要素の時定数およびこのときの開ループの利得を求めることとする。

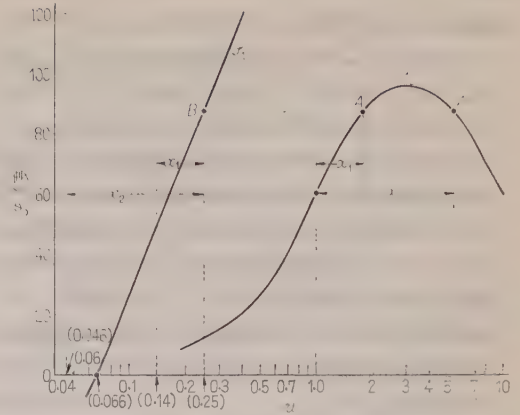
$G_1(s)$ の $\theta=130^\circ$ の位相を φ_1 とすれば、第 18 図に示す φ_1' は $-(\varphi_1+180^\circ)$ であり、この曲線は補償要素の位相がこの線上にあるとき、補償要素を含めた開ループ伝達関数 $G(s)$ の位相が常に -180° になることを示している。

また φ_2 は $G_2(s)$ の $\theta=130^\circ$, $T=1$ のときの位相特性であり、第 17 図より求めたものである。それゆえ φ_1' と φ_2 が $u=0.25$ において交わるようにすれば φ は $u=0.25$ において位相条件を満足し、特性方程式は $0.25e^{\pm 130^\circ i}$ なる複素根をもつようになる。第 18 図より $u=0.25$ にて φ_1' と φ_2 が交わるためには、 φ_2 上の A または A' 点が φ_1' 上の B 点に重なるまで、 φ_2 を左のほうに平行移動すればよく、このために必要な T の値は $1/0.14$ または $1/0.046$ となる。このうち $T=1/0.046$ の場合は根軌跡を考えることにより、 $0 \sim 0.046$ の間に実根が存在することが容易にわかるので、 T の値として $1/0.14$ をとることとする。したがって補償要素を含めた開ループ伝達関数を

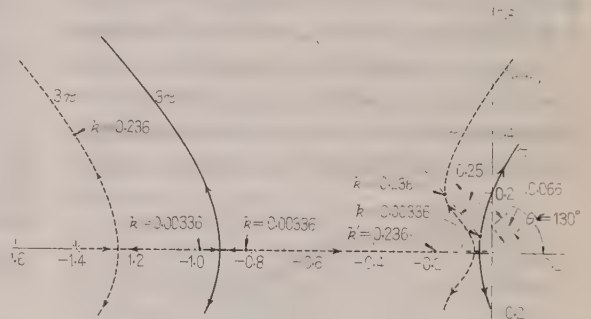
$$G(s) = \frac{k'(s+0.14)}{s(s+0.1)(s+0.8)(s+1)(s+1.4)}$$

とすればよい。 k' の値は根軌跡法と同じく $0.25e^{\pm 130^\circ i}$ なる点より各極（または零点）までの距離の積（または商）を求めることにより得られ $k'=0.236$ を得る。

第 19 図はこの系の補償前および補償後の根軌跡を示すものであり、この図より $0.25e^{\pm 130^\circ i}$ なる根は代表振動根であることがわかる。



第 18 図 GB 線図による進み補償設計例 ($\theta=130^\circ$ の場合)



第 19 図 $\frac{k}{s(0.1+s)(0.8+s)(1+s)}$ (実線), $\frac{k'(0.14+s)}{s(0.1+s)(0.8+s)(1+s)(1.4+s)}$ (点線) の根軌跡

次に補償要素が 2 個以上必要な場合につき、例題により説明することとする。

【例 3】 開ループ伝達関数が

$$G_1(s) = \frac{k}{(s+0.8)(s+1)(s+0.05+0.28j)} * \\ * \times (s+0.05-0.28j)$$

で示される場合、負帰還の範囲では特性方程式の根が $\theta=130^\circ$ になる k の値は存在しない。このような制御系に補償要素を入れることにより、代表振動根が $0.4e^{\pm 130^\circ i}$ になるような補償要素を設計することとする。

$G_1(s)$ の複素数を含む因数は次のようになる。

$$(s+0.05+0.28j)(s+0.05-0.28j) \\ = (s+0.285e^{+80^\circ i})(s+0.285e^{-80^\circ i})$$

$s=ue^{\pm 130^\circ i}$ を代入すれば

$$(0.285)^2(1+ue^{210^\circ i}/0.285)(1+ue^{50^\circ i}/0.285)$$

となる。第 20 図は $G_1(s)$ の $\theta=130^\circ$ の場合の位相

特性 φ_1 とそれを求める方法を示すもので

$\varphi_a \dots (ue^{130^\circ i} + 0.8)$ の位相特性

$\varphi_b \dots (ue^{130^\circ i} + 1)$ の位相特性

$\varphi_c \dots (1 + ue^{210^\circ i} / 0.285)$ の位相特性

$\varphi_a' \dots (1 + ue^{50^\circ i} / 0.285)$ の位相特性

を示している。 φ_0 の位相は $ue^{210^\circ i}$ の代わりに $ue^{-150^\circ i}$ として求めればよい。 φ_1 の求め方として第 20 図のようにテンプレートを使用せずとも、前述した方法にて直接 s 平面より求めてもよい。

第 21 図 φ_1' は $-(\varphi_1 + 180^\circ)$ であり、この曲線上の点は位相条件を満足することを示している。

補償要素として

$$G_2(s) = (1 + Ts) / (1 + \alpha Ts)$$

を用いるものとし、 $T=1$, $\theta=130^\circ$ にて $\alpha=1/10$ の場合の位相を φ_2' , $\alpha=1/20$ の場合を φ_2'' とすれば第 21 図より明らかなように、 φ_2' または φ_2'' を平行移動しても φ_1' との交点はないので T の値をどのように選んでも $\theta=130^\circ$ の根は存在しない。また $\alpha=0$ としても位相の最大値は 130° であるので、この形の補償要素 1 個では $\theta=130^\circ$ の根を得ることはできない。しか

し φ_2' または φ_2'' の補償要素を 2 個用いれば、 φ_1' と交さるので $\theta=130^\circ$ の根をもつようになる。このように同じ補償要素を 2 個直列に用いてもよいが、ここでは一般的な例として互に異なった時定数をもつ補償要素を用いることとする。補償要素の伝達関数を

$$G_3(s) = \frac{(1 + T_1 s)}{(1 + \alpha_1 T_1 s)} \frac{(1 + T_2 s)}{(1 + \alpha_2 T_2 s)}$$

とし $\alpha_1=1/10$, $\alpha_2=1/20$, $\beta=T_2/T_1=1.45$ と定める。 β を 1.45 に選んだのは、この場合において二つの位相特性の最大値は一致し、進み補償の範囲がもっとも広がるからである。

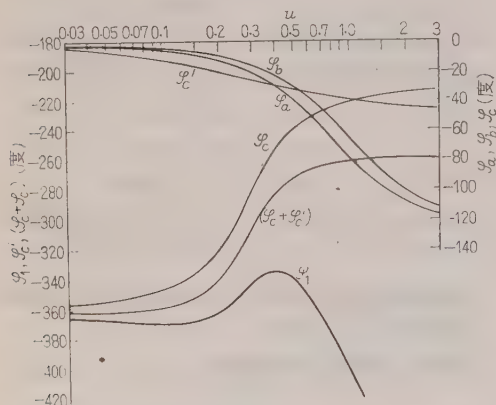
第 21 図の φ_3 は $T=1$ の場合の $G_3(s)$ の位相特性である。第 21 図において φ_3 を (1) または (2) の曲線まで平行移動することにより、根の値が $0.4e^{\pm 130^\circ i}$ になるため補償要素の時定数 T_1 は $1/0.032$ または $1/0.25$ となる。この場合 φ_1' と φ_3 との交点はそれぞれ 2 個あり $T_1=1/0.032$ では u の値は 0.0795, 0.4 となる。このときの根の値は $0.0795e^{\pm 130^\circ i}$ および $0.4e^{\pm 130^\circ i}$ となり $0.4e^{\pm 130^\circ i}$ は代表振動根とはならないので、 $T_1=1/0.032$ は不適当である。 $T_1=1/0.25$ では u は 0.4 および 0.79 となり、 $0.4e^{\pm 130^\circ i}$ は代表振動根となることができる。

それゆえ補償要素の伝達関数を

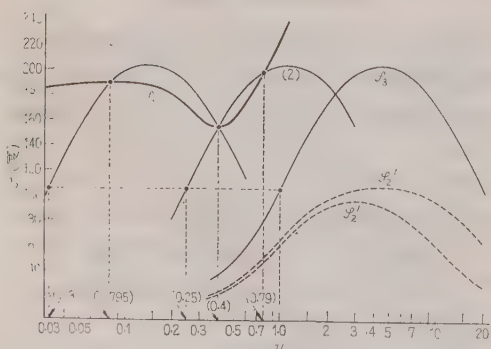
$$\begin{aligned} G_3(s) &= \frac{(1 + s/0.25)(1 + s/0.36)}{(1 + s/5.0)(1 + s/3.6)} \\ &= k_3 \frac{(s + 0.25)(s + 0.36)}{(s + 5.0)(s + 3.6)} \end{aligned}$$

とすればよい。第 22 図は補償前(実線)および補償後(点線)の根軌跡であり、補償後の開ループの伝達関数は

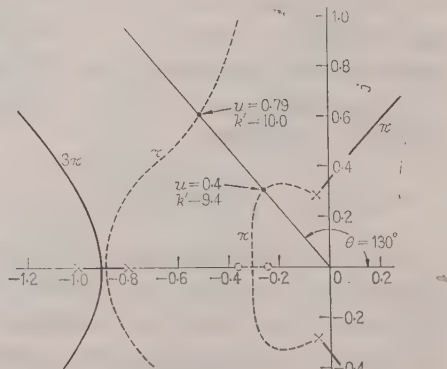
$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{k'}{(s + 0.8)(s + 1)(s + 0.05 \pm 0.28j)} \\ &\times \frac{(s + 0.25)(s + 0.36)}{(s + 5.0)(s + 3.6)} \end{aligned}$$



第 20 図 $\varphi_1, \varphi_a, \varphi_b, \varphi_c, \varphi_c', (\varphi_c + \varphi_c')$ の位相特性 ($\theta=130^\circ$)



第 21 図 補償要素が 2 個以上の場合の GB 線図による設計例



第 22 図 補償前(実線)および補償後(点線)の根軌跡

である。また第 22 図における補償後の根軌跡は位相条件が $|\phi|=\pi$ になる軌跡だけを示している。この図より $0.4e^{\pm 130^\circ}$ なる根をもつための系の利得は

$$k'=9.4$$

となり、 $0.4e^{\pm 130^\circ}$ は代表振動根であることがわかる。補償要素の時定数の比 $\alpha_1, \alpha_2, \beta$ は、この例題で用いた値である必要はなく自由に選定できるので、これらの比の取り方によりこの問題の解は無数に存在する。

5. あ と が き

GB 線図によりシンセシスする方法は、原点より偏角一定な直線上の点が、特性方程式の根として位相および利得条件を満足するよう、系の伝達関数を定める方法であり、本質的には根軌跡法によるシンセシスと変わらない。しかしこの方法は Bode 線図による簡便さをあまり失わずに、しかも正確に根の位置を定めようとするものである。すなわち根軌跡法による場合には、構成要素の時定数を変化させる場合、そのつど位相角を実測しなければならないが、GB 線図においては変化する要素の位相特性を平行移動の性質より容易に求めることができるので、根軌跡法だけによる方法に比較してこの場合における根の移動状態（ダンピング比が一定な根の絶対値の変化）を簡単に、かつ連続的に知ることができる。

この線図の特長は、伝達関数を構成している各因数の時定数を変えることにより曲線の形は変化せず、平行移動するだけであるので、テンプレートの利用など

に便利である。なお制御系または補償要素の 2 個以上の時定数を変化させる場合でも、各因数の時定数を一定の比率にしたがって変えれば、GB 線図は変形しないので、制御系をシンセシスする場合便利である。GB 線図を求める場合、各因数の位相および利得の和を求めればよいので、系が高次の場合にも比較的容易に求めることができる。また精度をあまり要求しない場合には、テンプレートを適当に折線近似することによりいっそう簡易化することが可能である。またこのほか Bode 線図と同じく、根軌跡法にて同一紙面内に収めにくい極および零点の移動による影響を求めるのにも便利である。

この線図による方法の欠点は、線図より制御系における根の全般的な状態を知ることが困難なことである。それゆえこの方法により制御系をシンセシスする場合、目標とする根が代表振動根であるか否かは別の方法により確認しなければならない。

終りに本研究にあたりご指導、ごべんたつを賜った名古屋大学宮地巖教授ならびに岐阜大学土屋和夫教授に感謝する次第である。(昭和 35 年 12 月 28 日受付、同 36 年 6 月 2 日再受付)

文 献

- (1) N. L. Kusters & W. J. M. Moore: Automatic and Manual Control p. 105 (1952)
- (2) George Biernson: Trans. Amer. Inst. Elect. Engrs 72, Pt. II, 53 (1953)
- (3) Walter R. Evans: Control-System Dynamics p. 96 (1954)
- (4) 宮田房近: 解説自動制御 p. 117 (昭 33-4-1)

UDC 621-501.2

伝達関数の三次系とむだ時間近似法*

資料・論文

36-115

正員 相 良 節 夫†

1. 緒 言

過渡応答の測定結果から高次制御系の動特性を決める方法は、伝達関数の数学的モデルをあらかじめ決めておいてその定数を決定する方法と、^{(1)~(4)} 伝達関数の形でなく周波数特性をフーリエ変換の近似計算から求める方法⁽⁵⁾⁽⁶⁾とに大別できるものである。前者は伝達関数のモデルとして二次の実根、⁽¹⁾ 三次の実根とむだ時間、⁽²⁾ 四次の実根、⁽³⁾ 高次の等根とむだ時間⁽⁴⁾などを用いているが、この種の方法の共通の欠点は、このような形以外の伝達関数をもった制御系に対しては決められないか、決められたとしても近似度が悪いこと、および決定に用いる測定値は数点だけとるので、それらの値の誤差が結果に大きく影響することなどである。一方後者は、計算に手数がかかること、周波数特性でなく伝達関数の形として必要な場合さらに面倒になることなどの欠点を有する。したがって前者の方法で複雑な形の伝達関数のものまで求めることが可能で、しかも測定値の読取り誤差を減少できる方法があれば、実用上きわめて便利である。*

そこで、さきに発表した過渡応答の測定結果から四次遅れ要素までの伝達関数の時定数を決定する方法⁽³⁾を拡張し、この方法では求められなかった伝達関数が振動根をもつ系、五次以上の高次系、分子に一次微分時定数をもつ系に対しても決定できるようにし、さらに、三次要素のインディシャル応答の最大傾斜に達するまでの時間の整数倍の時間における過渡応答の値を求める nt_0 過渡応答計算式を導き、この式で計算した値を実測値に合致させるようにして、実質的に測定点を増加し誤差を軽減するようにした。

すなわち、さきに報告した過渡応答による伝達関数の決定法を発展させ、伝達関数を複素根をも含む三つの極とむだ時間で近似し、分子に微分時定数を有するときはもっとも影響の大きな一つの実根の零点で補正する方法で、より複雑な伝達関数の系まで精度よく近似できるようにしたので報告する次第である。

2. 理論的考察

本論文では、四次以上の高次系をむだ時間を含んだ三次系で近似するので、その基本となる三次要素のインディシャル応答が最大傾斜に達するまでの時間 t_0 の整数倍の時間 nt_0 における過渡応答の値を計算する式を導出し、さきに報告した方法が複素根を含む場合でも拡張適用できることをも示す。

三次系の伝達関数は定常値を単位にとると、実根だけのときは

$$X(s) = \frac{1}{(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)} \dots\dots(1)$$

で表わされる。ここに、 $T_1 > T_2 > T_3$ とする。また、振動根をもつときは $\zeta < 1$ とし

$$X(s) = \frac{1}{(1+T_0s)(1+2\zeta s/\omega_n + s^2/\omega_n^2)} \dots\dots(2)$$

で表わされる。(2) 式の場合は

$$\left. \begin{aligned} T_1, T_2 &= (\zeta \pm j\sqrt{1-\zeta^2})/\omega_n \\ T_3 &= T_0 \quad (1/\omega_n > T_0) \\ T_2, T_3 &= (\zeta \pm j\sqrt{1-\zeta^2})/\omega_n \\ T_1 &= T_0, \quad (T_0 > 1/\omega_n) \end{aligned} \right\} \dots\dots(3)$$

と考へ、(1) 式における T_1, T_2, T_3 の値は (3) 式で表わされるような複素数まで含むものとする、(2) 式で表わされるような系は (1) 式の中に含ませて考えることができる。(1) 式で表わされる伝達関数のインディシャル応答 $x(t)$ 、インパルス応答 $\dot{x}(t)$ 、その微分 $\ddot{x}(t)$ はそれぞれ

$$x(t) = 1 - \sum_{i=1}^3 \frac{T_i^2}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right) \dots\dots(4)$$

$$\dot{x}(t) = \sum_{i=1}^3 \frac{T_i}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right) \dots\dots(5)$$

$$\ddot{x}(t) = -\sum_{i=1}^3 \frac{1}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \exp\left(-\frac{t}{T_i}\right) \dots\dots(6)$$

となる。 $\dot{x}(t)$ が最大になる時間を t_0 とし

$$X_0 = \exp\left(-\frac{t_0}{T_i}\right) \dots\dots(7)$$

* The Third Order System Plus Dead Time Approximation of Transfer Functions. By S. SAGARA, Member (Faculty of Engineering, Hiroshima University).

† 広島大学工学部助教授、電気回路、自動制御担当

とおき、(6) 式に代入すると $\dot{x}(t_0)=0$ となるから

$$\sum_{i=1}^3 \frac{1}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} X_i = 0 \dots \dots \dots (8)$$

が成立しなければならない。

三次の場合の Euler の公式は

$$\sum_{i=1}^3 \frac{T_i^l}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} = 0, (l=1, 0) \dots \dots \dots (9)$$

であるから、(8) 式は $X_i=T_i$, 1 の値に対して恒等的に成立する。したがって、 X_i はこれらの一次結合として

$$X_i = \alpha T_i + \beta \dots \dots \dots (10)$$

で表わされる。ここに α, β は決められるべき定数である。(10) 式を (7) 式に入れ、それをさらに (4) 式、(5) 式にそれぞれ代入すると、 nt_0 の時間における $x(t)$, $\dot{x}(t)$ は

$$x(nt_0) = 1 - \sum_{i=1}^3 \frac{T_i^2 (\alpha T_i + \beta)^n}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \dots \dots \dots (11)$$

$$\dot{x}(nt_0) = \sum_{i=1}^3 \frac{T_i (\alpha T_i + \beta)^n}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \dots \dots \dots (12)$$

となるから、(9) 式の右辺のような形の式で $l>2$ の場合の値がわかればよい。そこで

$$A_n = \sum_{i=1}^3 \frac{T_i^{n+2}}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \dots \dots \dots (13)$$

とおき、 A_n の値を付録で証明する方法により求めると

$$\begin{aligned} A_{-2} &= A_{-1} = 0, \quad A_0 = 1, \quad A_1 = C_1 \\ A_2 &= C_1^2 - C_2, \quad A_3 = C_1^3 - 2C_2C_1 + C_3 \\ A_4 &= C_1^4 - 3C_2C_1^2 + 2C_3C_1 + C_2^2 \\ A_5 &= C_1^5 - 4C_2C_1^3 + 3C_3C_1^2 + 3C_2^2C_1 - 2C_2C_3 \\ &\vdots \\ A_n &= C_1^n - (n-1)C_2C_1^{n-2} + (n-2)C_3C_1^{n-3} \\ &\quad + \frac{1}{2}(n-3)(n-2)C_2^2C_1^{n-4} \\ &\quad - (n-4)(n-3)C_2C_3C_1^{n-5} \\ &\quad + \frac{1}{2}(n-5)(n-4) \\ &\quad \times \left\{ C_3^2 - \frac{1}{3}(n-3)C_2^3 \right\} C_1^{n-6} \\ &\quad + \frac{1}{2}(n-6)(n-5)(n-4)C_2^2C_3C_1^{n-7} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & - \frac{1}{2}(n-7)(n-6)(n-5) \\ & \times \left\{ C_2C_3^2 - \frac{1}{12}(n-4)C_2^4 \right\} C_1^{n-8} \\ & + \frac{1}{2}(n-8)(n-7) \\ & \times \left\{ C_3^3 - \frac{1}{3}(n-6)(n-5)C_2^3C_3 \right\} C_1^{n-9} \\ & + \dots \dots \dots (14) \end{aligned}$$

とが得られる。

ただし、(14) 式の A_n の式で C_1 の指数が負になった項は零とする。ここに、 C_1, C_2, C_3 の値は伝達関数が (1) 式で表わされるような実根だけのときは

$$\begin{aligned} C_1 &= T_1 + T_2 + T_3, \quad C_2 = T_1T_2 + T_2T_3 + T_3T_1 \\ C_3 &= T_1T_2T_3 \end{aligned} \dots \dots \dots (15)$$

であり、複素根をもち (2) 式で表わされるときは

$$\begin{aligned} C_1 &= T_0 + 2\zeta/\omega_n, \quad C_2 = T_0(2\zeta/\omega_n) + 1/\omega_n^2 \\ C_3 &= T_0/\omega_n^2 \end{aligned} \dots \dots \dots (16)$$

であるが、伝達関数の分母を展開したときの s, s^2, s^3 のそれぞれの係数の値になる。

(13) 式を (11) 式と (12) 式に代入すると

$$x(nt_0) = 1 - \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \alpha^{n-k} A_{n-k} \beta^k \dots \dots \dots (17)$$

$$\dot{x}(nt_0) = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \alpha^{n-k} A_{n-k-1} \beta^k \dots \dots \dots (18)$$

が求められる。この式を nt_0 過渡応答計算式と呼ぶことにする。(17), (18) 式は $x(nt_0)=1-(\alpha A+\beta)^n$, $\dot{x}(nt_0)=(\alpha A+\beta)^n/A$ として形式的に暗記し A^n を A_n と書きかえればよい。もちろん A_n は (14) 式の関係から得られるものであるが、実根だけで T_1, T_2, T_3 が与えられているときは、次の漸化式で計算したほうが便利である。

$$A_n = A_{n-1}T_1 + T_2^n + (A_{n-1} - A_{n-2}T_1)T_3 \dots \dots \dots (19)$$

この式は (13) 式の関係を使い数学的帰納法で容易に証明できる。また、(2) 式で表わされるように複素根をもつときでも、(19) 式の漸化式の T_1, T_2, T_3 の値に (3) 式で表わされる値を代入すれば A_n を求めることができる。

なお、二次系の場合は、 $\beta=0, C_3=0, T_3=0, T_0=0$ とすれば、上述の諸式はすべてそのまま用いることができる。

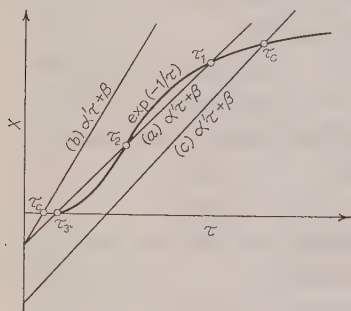
過渡応答から三次遅れ系の時定数を決めるには、測

定結果から t_0 , $x(t_0)$, $\dot{x}(t_0)$, $\dot{x}(2t_0)$ を読み取り, (17) 式の $x(t_0)$, (18) 式での $\dot{x}(t_0)$, $\dot{x}(2t_0)$ の値を用い C_1 を消去して得る次式から α , β を計算する。

$$\alpha = \dot{x}(t_0) \dots\dots\dots (20)$$

$$\beta = \dot{x}(2t_0)/\dot{x}(t_0) + x(t_0) - 1 \dots\dots\dots (21)$$

次に, $T_i/t_0 = \tau$, $at_0 = \alpha'$ なる変換をすると, (7) 式は $X = \exp(-1/\tau)$ なる曲線になり, (10) 式は $X = \alpha'\tau + \beta$ なる直線となるので, 第1図中 (a) に示すようにこれらの式で表わされる曲線と直線との交点から得られる τ_1 , τ_2 , τ_3 を t_0 倍して時定数が決定される。このことについてはすでに報告した。⁽³⁾ところが, 三次系でも伝達関数が複素根をもつ場合は, 第1図中 (b), (c) のように一点でしか交わらないが, 後述する



第1図 $\exp(-\frac{1}{\tau})$ と $\alpha'\tau + \beta$ から定数の決定

ように交点 τ_0 から実根が得られ, α' の相違から振動根が決められる。また, 四次以上の高次系の場合は第1図中 (e) のように一点で交わるだけであるが, 三次

振動系であるとして伝達関数を定め, (17) 式で $x(nt_0)$ を計算し実測結果との相違から四次以上高次系であることを知り, 適当な方法でむだ時間の値を推測し, そのむだ時間をもった三次系の伝達関数で近似する方法により解決する。さらに, 微分時定数をもつ系に対しても, 微分時定数を考えないで伝達関数を定め, (17) 式により得られる $x(nt_0)$ の値と実測値との相違の様子から微分時定数の値を予測し, その微分時定数と同じ時定数の一次遅れ要素をかけた伝達関数の系のインディシャル応答を図的に求めて, 微分時定数をなくした系の応答にしておいて取り扱う方法を用いる。次章以後にこれらの方法について詳述することにする。

完全な単位衝撃関数を発生することはできないのでインパルス応答は使わず, インディシャル応答だけを用いたほうが実用的であり, しかも α , β を求めるのに t_0 と $2t_0$ における値しか使用してないが, インディシャル応答のできるだけ多数の点を用いて応答から得られる情報量を増し, 雑音などの影響を軽減することが望ましい。したがって, 一応インディシャル応答とその傾斜から必要な数値を読み取り (20) 式, (21)

式で α , β を計算し, 上述の方法により伝達関数を決定し, その定数を使い (14) 式か (19) 式で A_n を計算し, その α , β , A_n を (17) 式に代入して $x(nt_0)$ を算出し, この値を実測値に合わせるように伝達関数を決めることにより実効的に測定点を増加し, 誤差を減少する方法をとることとする。

3. 三次振動系への拡張

三次遅れ要素の場合は, $X = \exp(-1/\tau)$ なる曲線と $X = \alpha'\tau + \beta$ なる直線との交点から各時定数が求められ, 等根のときは曲線に直線が接したが,⁽³⁾ 振動根をもつようになれば交わらなくなる。このようなことから類推すると, 振動要素の場合でも, 第1図中 (b), (c) のように一つの交点から実根が, 傾きから複素根が求められるはずである。ゆえに, アナログ計算機により (2) 式で表わされる振動根を有する三次要素のインディシャル応答とインパルス応答を種々の T_0 , ζ および ω_n に対して求め, 数値計算でチェックし, それらの結果を整理して ζ と ω_n を決める第2図および第3図の曲線を作成した。

これらの図を使用して ζ , ω_n を求めるには, (20), (21) 式から α , β を計算し, 第1図中 (b) (c) のように $\alpha' = at_0$ とし $X = \alpha'\tau + \beta$ なる直線と $X = \exp(-1/\tau)$ なる曲線との交点から τ_0 を求め, 第2図でこの τ_0 と α' に相当する点を読めば ζ が得られ, この ζ と τ_0 から第3図を用いて ω_n' を読めば ω_n は次式で計算される。

$$\omega_n = \omega_n'/t_0 \dots\dots\dots (22)$$

また, T_0 は $\tau_0 t_0$ として決定される。次章の例で第2図, 第3図は使用するので, 三次振動系の例は省略する。

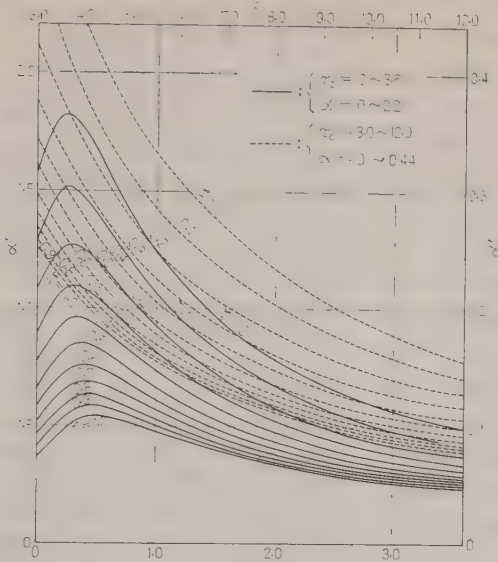
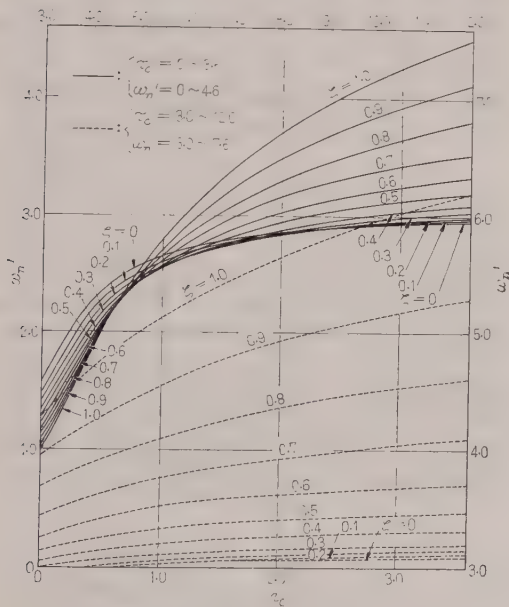
4. 高次系の三次系とむだ時間近似

三次系では前述のように振動根を含む場合まで容易に伝達関数を決めることができた。しかも, 実際の系では実験的に求めた応答曲線自体がそれほど精度が高いものは得がたく読取り誤差もあるので, 厳密に高次の時定数まで決定しても無意味なことが多い。ゆえに四次以上の高次系は, 容易に得られる三次系とむだ時間要素とを加えた次のような伝達関数での近似を用いる。

$$X(s) = \frac{E^{-Ls}}{(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)} \dots\dots (23)$$

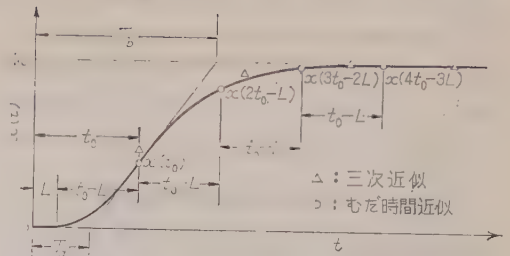
$$X(s) = \frac{E^{-Ls}}{(1+T_0s)(1+2\zeta s/\omega_n + s^2/\omega_n^2)} \dots (24)$$

上式の数学的モデルで伝達関数を近似することを三次

第 2 図 τ_c と α' から ξ を求める曲線第 3 図 τ_c と ξ から ω_n' を求める曲線

系とむだ時間近似と呼ぶことにする。

四次以上高次系の場合は $X = \alpha'\tau + \beta$ なる直線が第 1 図中 (b) に示されるように $X = \exp(-1/\tau)$ なる曲線と $\tau_c > 0.5$ で交わり、前章の方法により三次振動系だとして伝達関数を定め、(17) 式により $x(nte)$ の値を計算すると、実際よりも振動的になりすぎるため n の小さい $x(t_0)$, $x(2t_0)$ の計算値は実測値よりも大きくなり、 n が大きくなるにつれて実測値に近づき、



第 4 図 むだ時間の決定

第 4 図に Δ 印で示すような点が得られる。そこで、むだ時間を入れて第 4 図のように L だけ遅れて応答が始まったとすると、 t_0 の代わりに $t_0 - L$ を用いなければならないから、 $\alpha = x(t_0)$ は一定であるが $\alpha' = \alpha \times (t_0 - L)$ となり α' は小さくなる。(21) 式で $x(t_0)$, $\dot{x}(t_0)$ は不変であるが $\dot{x}(2t_0)$ が $\dot{x}(2t_0 - L)$ となるので β は大きくなる。ところが $\beta < 0$ であるから $|\beta|$ も小さくなり、 $X = \alpha'\tau + \beta$ なる直線は傾斜がゆるやかになり振動的でなくなる。それにしたがって $x(t_0)$ の計算値も実測値に近づき、 $x(t_0)$ の値が一致すればその他の $x\{nte - (n-1)L\}$ の値も第 4 図中に \circ 印で示すように実測値にほとんど等しくなり、良好な近似が得られる。

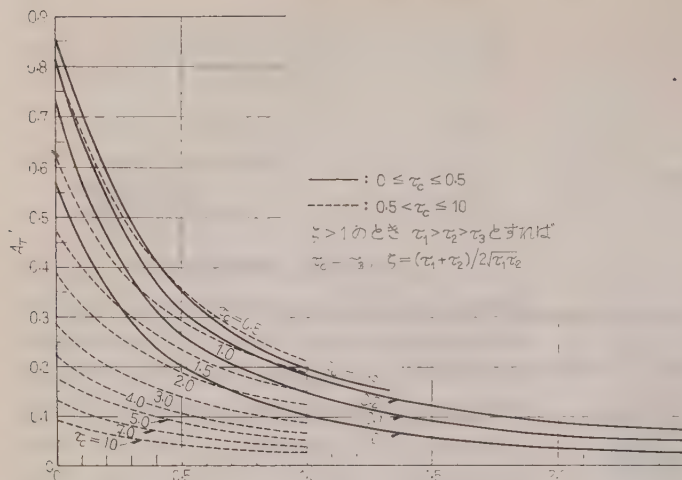
さて、このむだ時間の値を推測しなければならないが、分母の最高次数の影響は過渡応答の $t=0$ の近傍によく表われるから、 $x(t)$ が定常状態の 10%, 5% に達する時間より推定する方法が考えられる。ところが、伝達関数を高次の等根とむだ時間で近似する方法⁽⁴⁾の中で、むだ時間の決め方として用いている方法のほうが実用上便利で、前者の方法で得た結果と似た傾向になるので借用することにした。この方法は第 4 図のように t_0 における $x(t)$ の接線が 0, 1 と交わる時間を T_a , T_b とすると、 $Ar = Ta/(Tb - Ta)$ が次数が高くなるほど大きくなることに注目している。この Ar を本方法に用いやすいように変形すると次式のようなになる。

$$Ar = \dot{x}(t_0)t_0 - x(t_0) = \alpha' - x(t_0) \dots (25)$$

したがって、三次系の Ar を種々の T_c , ξ , ω_n の値について求め、 τ_c と ξ について整理した第 5 図から得られる値を Ar' とすると、実測値から決まる Ar との差が三次系でなかったための違いであるから、これからむだ時間のおよその目安がつけられるはずである。むだ時間の値 L を

$$L = k(Ar - Ar')/\dot{x}(t_0) \dots (26)$$

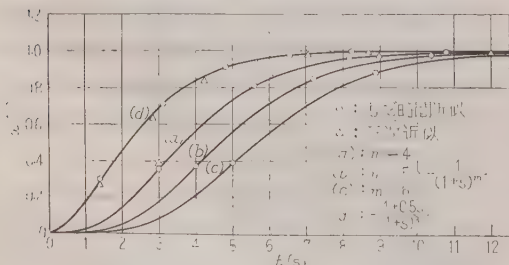
で表わし、よい近似を得る k の値を四次、五次、六次の等根の場合について求めると 2.6, 2.4, 1.9 となり、高次系になればなるほど 1 に近くなり、四次系で

第5図 三次系の τ_0, ζ に対する $A\tau'$

最小時定数が小さく三次系に近くなれば大きな値になるが、 $k=(1.5\sim 4)$ の範囲内にはいる。もちろん、三次系の場合は $A\tau=A\tau'$ となり $L=0$ となる。ゆえに(26)式で $k=2$ として L のだいたいの見当をつけ、前述のように t_0 の代わりに (t_0-L) を用い α', β を計算し τ_0, ζ を求め、第5図から $A\tau'$ を求めなおして(26)式で $k=1$ として L を計算し、それが見当をつけた L に等しければその L を正しいとするか、(17)式により $x(t_0)$ の値だけを計算してみて実測値に近ければその L を採用すればよい。

もちろん、同様に二次系とむだ時間近似することができる。それは $t_0, x(t_0)$ だけ用い、最初から $\beta=0$ だと仮定し伝達関数を決め、第5図では $\tau_0=0$ の曲線を用い(26)式でむだ時間を推測し $x\{nt_0-(n-1)L\}$ の値を合わせるようにすればよい。この場合は(19)式の漸化式も簡単になり、(17)式も $x(nt_0)=1-\alpha^n A_n$ と単純な式になるので計算もはるかに容易になる。

この方法は、大きなほうの時定数から三つ決めてゆき、四次以上高次の小さい時定数はむだ時間で置きかえようとするわけで、各時定数が接近すればするほど



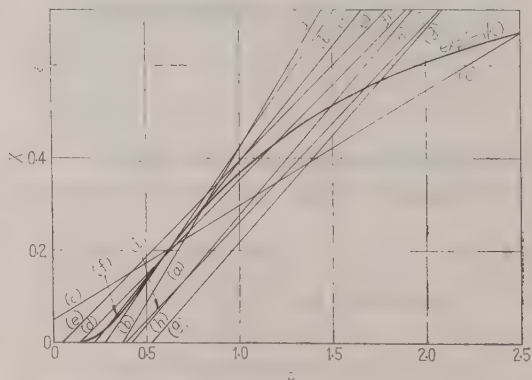
第6図 例1, 例3の過渡応答

近似度が悪くなるはずであるから、もっとも近似しにくい四次、五次、六次の等根の例について検討してみよう。

(例1) $X(s)=1/(1+s)^m$ で $m=4, 5, 6$ の場合のインディシャル応答を第6図に示す。計算法はどの場合でも同じなので、ここでは四次等根のときだけ取り扱い五次、六次の例は結果だけ示すことにする。

第6図中 (a) から $x(t_0)=0.353$, $\dot{x}(t_0)=0.224=\alpha$, $\dot{x}(2t_0)=0.089$ が得られるので、これらの値を(21)式に代入すれば $\beta=-0.250$ となり, $t_0=3.0$ より $\alpha'=at_0=0.672$ が求められ, $X=0.672\tau-0.250$ の直線は第7

図中 (a) のように $\exp(-1/\tau)$ の曲線と $\tau_0=0.80$ で交わり, 第2図を用い $\zeta=0.6$ が読め, これら τ_0, ζ から第3図を使い $\omega_n'=2.4$ がわかるので, (22)式により $\omega_n=0.8$ が定まる。 $T_0=\tau_0 t_0=2.4$ となるから(16)式で $C_1=3.90$ が計算され, この値と $\alpha=0.224$, $\beta=-0.250$ を(17)式に代入し $x(t_0)=0.376$ が得られるが, この値は測定結果の0.353よりも大きいのでむだ時間を入れて近づける必要がある。また, (25)式より $A\tau=0.319$ となり, 第5図で $\tau_0=0.8$, $\zeta=0.6$ から $A\tau'=0.285$ が読みとれるので, (26)式より $L=0.155k$ となり, このことから四次以上高次系であることがわかる。 $k=2$ としたときよりも少し大きい計算に便利な $L=0.4$ を用いて計算を進めてみる。 t_0 の代わりに $t_0-L=2.6$ を, $\dot{x}(2t_0)$ の代わりに $\dot{x}(2t_0-L)=0.110$ を用いれば, $\alpha'=0.582$, $\beta=-0.161$ となり, 第7図中 (b) のように $\tau_0=0.6$ で交わり, $\zeta=0.87$, $\omega_n=0.85$, $T_0=1.56$ が得られる。第5図から $A\tau'=0.233$ となり, (26)式で $k=1$

第7図 $\exp(-1/\tau)$ と $\alpha'\tau+\beta$ から τ_0 の決定

とすると $L=0.4$ となるのでこの L でよいことがわかる。また、(17) 式で $x(t_0)=0.355$ と実測値に近い値が得られるので、近似伝達関数として

$$\varepsilon=0.4s/(1+1.56s)(1+1.74s/0.85+s^2/0.85^2)$$

が決定される。このような近似をしたとき nt_0 過渡応答計算式で $x\{nt_0-(n-1)L\}$ の値を計算すると、(16) 式から $C_1=3.60$, $C_2=4.58$, $C_3=2.16$ となるので (14) 式で $A_1=3.60$, $A_2=8.45$, $A_3=16.14$, $A_4=27.35$ が得られ、(17) 式に上で求めた α , β , A_n の値を代入すれば $x(3.0)=0.355$, $x(5.6)=0.811$, $x(8.2)=0.965$, $x(10.8)=0.995$ となり、第 6 図中 (a) の○印で示すようによく実測値に一致している。同図にはむだ時間を入れずに三次系として nt_0 過渡応答計算式で計算した結果も△印で示しているが、かなり相違しており、むだ時間を考えることにより近似が良好になっていることが了解できる。

五次、六次等根についても同様に近似伝達関数を求めると、それぞれ (24) 式の形で $L=0.8$, $T_0=2.11$, $\zeta=0.75$, $\omega_n=0.71$, および $L=1.1$, $T_0=2.96$, $\zeta=0.6$, $\omega_n=0.61$ となる。 $x\{nt_0-(n-1)L\}$ の値を同じく求めると第 6 図中 (b), (c) に示すようによく合い、近似しにくい高次等根の場合でも良好な近似が得られている。

第 8 図は四次、五次、六次の等根の例について、従来からよく用いられているフーリエ変換の近似計算⁽⁵⁾ から求めた結果との周波数特性上での比較を示している。この図で、正しい特性は実線、本方法によるのは点線、フーリエ変換の近似計算は四次、五次、六次に対してそれぞれ○△□印の点で表わしているが、どちらの方法で求めた結果も周波数の低い範囲ではよく一致し、高くなるほど誤差が大きくなっている。本方法は利得特性でいくぶん劣るように思えるが、制御系がむだ時間を含まないことが明白なとき

は、むだ時間と同じ分母時定数をもつ四次系だとして利得特性を描くことにより多少補正できるので、両者の差異は大して認められず、本方法はフーリエ変換の近似計算の代わりにも利用できるものと思う。

5. 三次系で微分時定数を有する場合

三次系で分子に微分時定数をもつ伝達関数の場合に、三次系で微分時定数がないとして伝達関数を定め、Bode 線図で折線近似利得特性を描くと、正しい折線近似特性の平均的な特性を示す。しかも、二つの相隣れる分母時定数の幾何平均に微分時定数の値になるとき、微分時定数の存在するための影響が顕著に現われ、そのようなとき微分時定数の値はこれまでの方法で求めた分母時定数の中の一つとはほぼ等しい値になる。また、その定数を用い (17) 式で $x(nt_0)$ の値を計算すると、分子微分時定数の値が分母時定数のどの区間にあるかにより異なった経過を示すので、微分時定数のだいたいの値を推測することができる。そこで図式解法によりこの予知した微分時定数をかけた伝達関数の系の応答を求め、微分時定数をなくしておいて取り扱えばよい。

伝達関数は微分時定数を一つ含み

$$(1+Tas)/(1+T_1s)(1+T_2s)(1+T_3s)$$

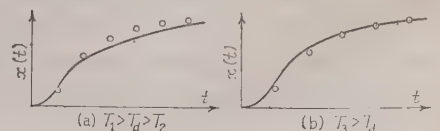
か

$$(1+Tas)/(1+Tos)(1+2\zeta s/\omega_n+s^2/\omega_n^2)$$

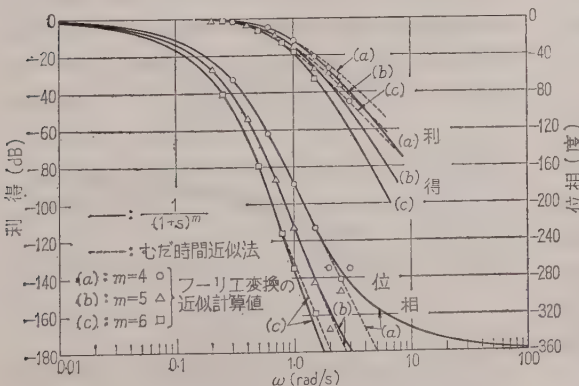
で表わされるものとし、微分時定数が分母時定数の最大のものより小さいとすると、 T_d の存在する位置により前者では $T_1>T_d>T_2$, $T_2>T_d>T_3$, $T_3>T_d$ の 3 とおりが、後者では $T_0>1/\omega_n$ のときは $T_0>T_d>1/\omega_n$, $1/\omega_n>T_d$, また $1/\omega_n>T_0$ のときは $1/\omega_n>T_d>T_0$, $T_0>T_d$ とそれぞれ 2 とおり考えられるが、後者は $1/\omega_n$ なる等しい時定数であるとみなせばすべて前者の 3 とおりの中に含ませることができるので、これら 3 とおりの場合に分けて検討してみ

る。三次で分子に微分時定数をもつ系に共通していえることは高次系とは逆に (26) 式で計算したむだ時間の値が負になり、(17) 式で計算した $x(t_0)$ の値が測定値よりも小さくなることである。

(i) $T_1>T_d>T_2$, $T_0>T_d>1/\omega_n$ の場合



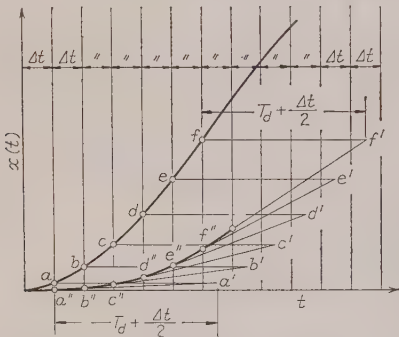
第 9 図 微分時定数の $x(nt_0)$ への影響



第 8 図 m 次等根の Bode 線図上での比較

$\beta < 0$ となり、三次系で分子は s を含まないとみなして伝達関数を決め、(17) 式で $x(nt_0)$ を計算すると第 9 図 (a) のようになる。この場合、微分時定数の値は上で決めた時定数の中で最大のものに近い値になるので、 T_d の値としてこの近くの値を二三とり、一次遅れの系に任意の入力が加わったときの応答を求める図的計算法⁽⁷⁾を用いると、容易に微分時定数を消去した伝達関数の応答が得られる。この応答を用い前述の方法で伝達関数を求め、(17) 式で $x(nt_0)$ を計算し実測値に近い値を示せば、それが伝達関数の分母で微分時定数はそのときの T_d になる。

任意の伝達関数に $1/(1+Tas)$ をかけた系の応答を求める図的計算法は、第 10 図のように T_d の $(1/5 \sim 1/10)$ の値を Δt に選び、 Δt 間隔ごとに垂線を引きイ



第 10 図 $X(s)/(1+Tas)$ の応答の図的計算法

ンディシャル応答との交点を a, b, c, d, \dots とし、それらよりもそれぞれ $(Ta + \frac{1}{2}\Delta t)$ だけ平行移動した点を a', b', c', d', \dots とする。 $t=0$ より Δt 離れた a'' 点より出発し a'', a' を結び次の垂線との交点を b'' とし、さらに b'', b' を結び次の交点を c'' というように次々に求めれば、 $a'', b'', c'', d'', \dots$ が所要の応答曲線になる。ここで注意しなければならない点は、この応答は $1/2\Delta t$ だけ遅れて現象が始まったとして、 $1/2\Delta t$ を除いた後の応答から必要な数値を読み取らなければならないことである。

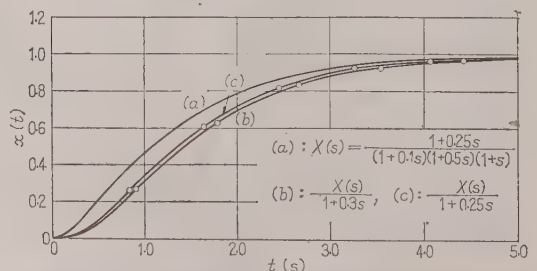
(ii) $T_2 > T_d > T_3, 1/\omega_n > T_d > T_0$ の場合 $\beta > 0$ となる唯一の場合で、微分時定数を考えずに本方法により決めた時定数の 2 番目に大きな時定数 ($\beta > 0$ であるから 2 点でしか交わらず最小時定数にもなる) の近くに T_d があり、振動根のときは $\tau_0 = 0$ と仮定して得られる $1/\omega_n$ より多少小さ目の値の近くに T_d があることになる。(i) と同様にその近傍の二三の T_d を用い、微分時定数を含まない応答に直しておいて演算を進めればよい。

(iii) $T_3 > T_d, 1/\omega_n \geq T_0 > T_d$ の場合 $\beta < 0$ と

なり、(i) と同様に $x(nt_0)$ を計算すると第 9 図 (b) のようになる。(i), (ii) の場合は T_d の値が分母の最小時定数にくらべて大きいのでむだ時間で置きかえるわけにはいかないが、この場合は小さいので高次系とは逆に負のむだ時間があるとして計算を進め、 $x(t_0)$ の計算値が実測値に近づくようにし、そのときの負のむだ時間と同じ微分時定数があったとしてもかなりよく近似できる。もちろん (i), (ii) と同様に微分時定数を消去して行ってもよいが、むだ時間近似の立場をとっている以上、図計算の必要のない負のむだ時間近似を用いたほうが賢明である。負のむだ時間を用いた場合、物理的実現可能なためには $t < 0$ で $x(t) = 0$ でなければならないが、この場合は $t < 0$ の部分の $x(t)$ の値は小さいので無視して、 $t > 0$ の部分だけについて考えても大した誤差にはならない。

次にこれらの例を示すが、(i) の場合は次節の高次系で微分時定数をもつ例としてあげるのではぶき、(ii), (iii) の例について述べることにする。

(例 2) $X(s) = (1+0.25s)/(1+s)(1+0.5s)(1+0.1s)$ なる伝達関数の系のインディシャル応答は第 11 図中 (a) のようになり、これから $t_0 = 0.45$, $x(t_0) = 0.192$, $\dot{x}(t_0) = 0.550$, $\dot{x}(2t_0) = 0.471$ が得られ、 $\alpha' = 0.248$, $\beta = 0.048$ が計算される。第 7 図中 (c) の交点から $\tau_1 = 2.52$, $\tau_2 = 0.63$ となり、 $T_1 = 1.13$, $T_2 = 0.283$ が得られる。ところが $\beta > 0$ であるから (ii) の場合に相当し、 $T_2 = 0.283$ の近くの $T_d = 0.3$, 0.25 に対して図的計算法で $1/(1+Tas)$ を通ったのちの応答を $\Delta t = 0.05$ として求めると第 11 図中 (b), (c) のようになる。まず $T_d = 0.3$ のときは第 11 図中 (b) から $t_0 = 0.905$ を得るが、 $\Delta t = 0.05$ として応答を求めたのでこの半分の差を差し引いた $t_0 - \frac{1}{2}\Delta t = 0.88$ を t_0 と考え、 $2t_0$ の値としては $2t_0 - \frac{1}{2}\Delta t$ の値を用いる。したがって、 $x(t_0) = 0.272$, $\dot{x}(t_0) = 0.466$, $\dot{x}(2t_0 - \frac{1}{2}\Delta t) = 0.318$ から $\alpha' = 0.410$, $\beta = -0.058$ が求められ、第 7 図中 (d) のように $\tau_1 = 1.19$, $\tau_2 = 0.60$, $\tau_3 = 0.14$ で交わり $T_1 = 1.05$, $T_2 = 0.53$, $T_3 = 0.12$ が決まる。



第 11 図 例 2 の過渡応答

(14), (15) 式か (19) 式で A_n を計算すると $A_1=1.70$, $A_2=2.14$, $A_3=2.44$, $A_4=2.67$, $A_5=2.85$ が得られ, (17) 式で $x\{nt_0-(n-1)\frac{\Delta t}{2}\}$ の値を求めると $x(0.905)=0.266$, $x(1.785)=0.623$, $x(2.665)=0.833$, $x(3.545)=0.922$, $x(4.425)=0.966$ となり, 第 11 図中 (b) の各点で示すように比較的よく合っている。念のために $T_d=0.25$ の場合を計算してみると, 同様 $T_1=1.03$, $T_2=0.50$, $T_3=0.09$ が得られ与えられた伝達関数とほとんど等しくなり, 計算した諸点も第 11 図中 (c) のようによく合致している。

(例 3) $X(s)=(1+0.5s)/(1+s)^3$ なる伝達関数のインディシャル応答は第 6 図中 (d) で, これから $t_0=1.41$, $x(t_0)=0.292$, $\dot{x}(t_0)=0.293$, $\ddot{x}(2t_0)=0.202$ が得られる。 $\alpha'=0.413$, $\beta=-0.02$ が計算され第 7 図中 (e) のように $\tau_0=0.05$ で交わり, $\zeta=0.96$, $\omega_n=0.78$ が図から求められる。(16), (14) 式で A_n を得て (17) 式に代入し $x(t_0)=0.278$, $x(2t_0)=0.630$, $x(3t_0)=0.836$, $x(4t_0)=0.933$, $x(5t_0)=0.975$, $x(6t_0)=0.991$ が算出されるが, 第 6 図中 (d) の△印で示されるようになるので, (iii) の場合に相当することがわかる。負のむだ時間で近似するため $L=-0.3$ をとると $(t_0-L)=1.71$, $x(2t_0-L)=0.175$ となるから, $\alpha'=0.501$, $\beta=-0.11$ が求められ第 7 図中 (f) のように $\tau_1=\tau_2=0.675$ で接し $\tau_3=0.275$ で交わる。 $T_1=T_2=1.16$, $T_3=0.47$ が得られ $C_1=2.79$ となるので $x(t_0)=0.293$ が算出されるが, 実値に近いので $L=-0.3$ を用いることにする。(14), (15) 式によるか (19) 式より A_n を求め, (17) 式に代入して計算すると, $x\{nt_0-(n-1)L\}$ の値として第 6 図中 (d) の○印の点が得られよく合致している。したがってこの場合の伝達関数は $e^{0.3s}/(1+1.16s)^2 \times (1+0.46s)$ となるので, $(1+0.3s)/(1+1.16s)^2(1+0.46s)$ が決定される。この場合の Bode 線図上での誤差は周波数の高いほうで大きくなり, 利得で 0.5 dB, 位相で 3° 程度になるが実用上問題にならない。

6. 四次以上高次系で微分 時定数をもつ場合

前章と同じく分母時定数に対する微分時定数の存在する位置により (i), (ii), (iii) と 3 とおりに分けることができる。(i), (ii) の場合に共通的にいえることは, 前章と同様にして微分時定数を消去して得た応答をむだ時間近似すべきことである。

(i) (17) 式で $x(nt_0)$ の値を計算し測定値との関係を調べると第 9 図 (a) とほぼ同様な傾向になるが, 高次の影響のため $x(t_0)$ の計算値がいくぶん測定値に

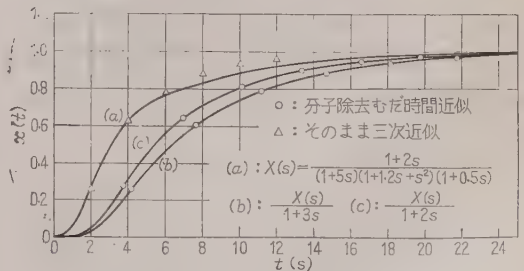
近い値を示す。また, T_d の推定値としては前章の方法で得た値よりむだ時間だけ小さ目の値をとるべきである。

(ii) 前章とは異なり必ずしも $\beta>0$ が成立しない, $\beta>0$ のときは前章と同様にして推定した T_d よりも (i) とは逆にむだ時間だけ大き目の値を用いるべきである。 $\beta<0$ のときは微分時定数の影響よりも四次以上高次であるための影響のほうが大きい場合なので, 微分時定数を無視して近似しても大した誤差にならない。

(iii) 大きなほうから 4 番目以下の分母時定数と微分時定数の影響の大小により, 正あるいは負のむだ時間近似を用いよう。

次に (i) の場合の例を示す。

(例 4) $X(s)=(1+2s)/(1+5s)(1+1.2s+s^2)(1+0.5s)$ のインディシャル応答を第 12 図中 (a) に示すが, これから $t_0=2.0$, $x(t_0)=0.275$, $\dot{x}(t_0)=0.230$, $\ddot{x}(2t_0)=0.111$ が求められる。 $\alpha'=0.460$, $\beta=-0.242$ を計算し第 7 図中 (g) のように $\tau_0=1.75$ が得られ, $T_0=3.50$, $\zeta=0.55$, $\omega_n=1.45$ がわかる。 $x(nt_0)$ の計算値は第 12 図中 (a) に△印で示すようになり, (i) の場合に相当することがわかる。そこで, $T_0=3.5$ より小さ目の $T_d=3.0$ だと仮定し微分時定数をなくした応答を $\Delta t=0.5$ として図的方法により求めたのが第 12 図中 (b) である。この図から $t_0=4.15$ が読めるが $t_0-\frac{1}{2}\Delta t=3.90$ と考え, $x(t_0)=0.253$, $\dot{x}(t_0)=0.122$, $\ddot{x}(2t_0-\frac{1}{2}\Delta t)=0.067$ が得られるから, $\alpha'=0.476$, $\beta=-0.200$ が計算され第 7 図中 (h) のように $\tau_0=1.5$ で交わり, $\zeta=0.65$, $\omega_n=0.74$, $T_0=5.85$ が定まる。これらの値を用いると $x(t_0)=0.272$ が算出されるが, 0.253 よりも大きいのでむだ時間を入れて近づけなければならない。 $A_T=0.223$, $A_T'=0.200$ となるので (26) 式により $L=0.19k$ となるが $k=2$ として得る 0.38 より少し大きい $L=0.4$ をとると, $t_0-L-\frac{1}{2}\Delta t=3.5$, $\ddot{x}(2t_0-L-\frac{1}{2}\Delta t)=$



第 12 図 例 4 の過渡応答

0.071 となり $\alpha' = 0.427$, $\beta = -0.165$ が決まる。第 7 図中 (i) から $\tau_0 = 1.67$ となり, $T_0 = 5.85$, $\zeta = 0.7$, $\omega_n = 0.86$ が得られるので $x(t_0) = 0.254$ が計算される。この値は 0.253 に近いのでこれを採用すると, $x\{nt_0 - (n-1)(L + \frac{1}{2}\Delta t)\}$ の値が第 12 図中 (b) の○印で得られるようによく一致し

$$\frac{(1+3s)\varepsilon^{-0.48}}{(1+5.85s)(1+1.4s/0.86+s^2/0.86^2)}$$

なる伝達関数が得られる。もし四次系であることが明白なときは, $\varepsilon^{-0.48}$ の代わりに $1/(1+0.4s)$ を用いばよい。この場合の Bode 線図上での誤差は利得で 1dB, 位相で 5° 以内となるが, 位相が 180° 遅れるまでの特性はほとんど誤差がないので実用上充分である。正しい微分時定数の $T_d = 2$ として同様な計算をすると, 伝達関数は

$$\frac{(1+2s)\varepsilon^{-0.38}}{(1+5.14s)(1+1.18s/0.9+s^2/0.9^2)}$$

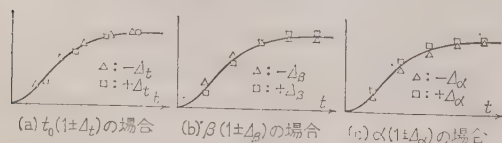
となり, $x\{nt_0 - (n-1)(L + \frac{1}{2}\Delta t)\}$ の値は第 12 図中 (c) に示すようによく合ひ, Bode 線図上での誤差もほとんどなくなる。

微分時定数は一つに限って述べたが, 二つ以上の場合でも分子と分母の時定数が接近しているときは互に打ち消し合うし, 分母時定数にくらべて小さい微分時定数はむだ時間で処理できるので, 特に影響の大きな一つの微分時定数を考慮すればたいていの場合充分だと思ふ。

7. 本方法を用いる場合の誤差

一般に誤差は, 一つのモデルで近似するために起る理論誤差と, 測定結果を読み取るとき生じる読取り誤差とに分けられるが, 前者は三次系とむだ時間で近似するための誤差ですでに述べたので, ここでは後者の誤差の影響についてだけ調べる。

本方法により三次系の伝達関数を決めるにあたって用いる測定値は t_0 , $x(t_0)$, $\dot{x}(t_0)$, $\dot{x}(2t_0)$ の値であるが, $x(t_0)$, $\dot{x}(2t_0)$, $\dot{x}(t_0)$ の値により (21) 式で β が求められ, $\alpha = \dot{x}(t_0)$ となるので, t_0 , β , α の誤差に分けて考えることができる。 t_0 , β , α が 10% 以内の誤差をもつ場合に (17) 式で計算した $x(nt_0)$ の値



第 13 図 誤差の $x(nt_0)$ への影響

が実測値といかに変わってくるのかについて調べてみると, あまり振動的でない場合には第 13 図 (a)~(c) のようになる。

また, t_0 を実際にインディシャル応答から得た場合 5% 程度の誤差は考えなければならないが, そのようなとき (17) 式で得られる $x(nt_0)$ の値は実測値と大した相違はなく, Bode 線図上でも位相が 180° 遅れるまでの利得位相特性の誤差は 1dB, 5° 以内になる。もし t_0 の誤差が 10% あったとすると, 周波数特性の誤差は位相が 90° 遅れるまでに対して 1dB, 5° 以内, 180° 遅れるまでの特性で 3dB, 20° 以内になる。インディシャル応答から $\dot{x}(t_0)$ は比較的正しく求められるが, $\dot{x}(2t_0)$ の値は接線の引き方によりかなり左右されるので, β の誤差は ± 0.04 はあるものとしなければならない。このようなとき $x(nt_0)$ の計算値と実測値との差, および Bode 線図上での誤差は t_0 が 10% 誤差を有する場合に相当する程度にもなる。 α はインディシャル応答の湾曲点に接線を引いて決めるので, t_0 , β などにくらべて正確に求めることができ実用上 α の誤差は考えなくてもよい。

上述の点を考慮し第 13 図を参考にすれば, 三次系の場合は $x(nt_0)$ の計算値と実測値との相違の様子を調べることにより, 何を变化すればそれらを合わせることができるかの指針が得られる。しかし, 四次以上の高次系, 分子に微分時定数をもつ系などでも第 13 図と似た経過を示すことがあったが, そのようなときは必ずしも上述の諸定数を変化させる方法で一致させることはできない。

インディシャル応答から t_0 , β , α などを決めるとき, β の誤差がもっとも大きく t_0 がそれに次ぎ α は無視できることについて述べたが, t_0 に伴う誤差は β を変えることによりある程度補正できて, t_0 が 10% の誤差をもつとき β を加減し $x(nt_0)$ の計算値を合わせるようにすれば, t_0 誤差が 5% あるときの Bode 線図上での誤差以下に押えることができる。ゆえに, インディシャル応答から必要な数値を読み取り α , β を求め, $|\beta| < 0.04$ ならば $\beta = 0$ なる二次系として取り扱い t_0 を多少変化させて (17) 式で計算した $x(nt_0)$ の値を実測値に合致させるようにし, それでよく合わせることができないときで $\beta > 0$ のときは第 5 章 (ii) のように微分時定数を考え, $\beta < 0$ のときは三次系とするか二次系とむだ時間近似を用いばよい。この二次系とむだ時間近似は $\beta < -0.04$ の場合でも用いることができるが, $\beta < -0.10$ になると実測値に計算値を合わせることが困難になる。 $\beta < -0.04$ のときは三次系を用い, それで近似できないときはむ

だ時間を考え、さらに微分時定数を導入するというように簡単なものから複雑なものへと本方法を適用してゆくように心がけるべきである。このようにして(17)式での計算値を実測値によく合わせることができれば、どの方法で近似したとしても位相が 180° 遅れるまでの周波数特性をよく表わすことができる。

本方法を適用するに際して、構造その他から伝達関数の形が明らかなきときはその形で近似し、むだ時間の値がわかっている場合はそれを除いた後の応答を用い、むだ時間を含んでいないことが明白なきときは、むだ時間と同じ時定数をもった次数の一次高い系だとみなすほうがよい。むだ時間近似を用いたときのむだ時間の値は得られた最小時定数よりも小さい値でなければならない。

応答があまり正確に得られていないか、それほど精度を要しないときは、(17)式で計算した値が実測値にだいたい近い値になっていれば、後は時間を多少ずらして $x(n\Delta_0)$ の計算値を実測値に合わせるようにし、ずらした時間を正負のむだ時間だとすることにより計算の手数がはぶける。むだ時間近似を用いているときはずらした時間で補正すればよいし、むだ時間近似を用いていないときは、ずらした時間を得られた最小時定数に比べ小さくとらなければならないので、最小時定数にこのずらした正負の時間を加えればよい。

以上はインディシャル応答から諸定数を得る場合だけを論じてきたが、 α_0 , β はパルス応答から適当な補正法を用いて求めたほうがより正確に決められる。⁽⁸⁾

8. 結 言

さきに報告した過渡応答の測定結果から伝達関数の時定数を決定する方法を拡張し、自己平衡性のある線形の系の伝達関数を

$$\frac{(1+T_{as})\varepsilon^{-Ls}}{(1+T_{os})(1+2\zeta s/\omega_n+s^2/\omega_n^2)\zeta} \geq 1$$

なるモデルで近似する方法について述べ、数値例をもってよく近似できることを示したが、周波数特性でなく伝達関数の形として特性が必要なとき特に有効であり、周波数特性が必要な場合でも微分時定数の影響が大きくなれば、フーリエ変換の近似計算から求める従来の方法にくらべて損色がないように思う。

終りに、ごべんたつ下さった広島大学工学部梶原教授、ご指導下さった九州大学工学部辻教授に深く謝意を表し、アナログ計算機の使用に際し種々ご便宜をお図り下さった九州大学工学部通信工学教室の皆様にお礼申し上げます。(昭和 35 年 7 月 14 日受付、同 36 年 6 月 6 日再受付)

文 献

- (1) オルデンブルグ・サルトリウス(高橋・伊沢共訳): 自動制御の力学 p. 70 (昭 28) (誠文堂新光社)
- (2) H. Thal-Larsen: Trans Amer. Inst. Elect. Engrs. **74**, Pt. II, 109 (1955)
- (3) 相良: 電学誌 **73**, 700 (昭 34)
- (4) V. Strejcek: Regelungstechnik **7**, 124 (1959)
- (5) A.R. Teasdale & F.E. Brooks: A.I.E.E. District Paper (1950-10); たとえば、伊沢: 自動制御入門 p. 90 (昭 35) (オーム社)
- (6) E.A. Guillemin: Proc. Not. Electronics Conf. p. 9 (1954)
- (7) アイゼルマン (林・野本共訳): 自動制御理論 193 (昭 33) (コロナ社)
- (8) 相良: 第 2 回自動制御講演会 103 (昭 34)

付 録

(14) 式の関係の証明 (14) 式の関係は (13) 式の

$$A_n = \sum_{i=1}^3 T_i^{n+2} / \prod_{j \neq i} (T_i - T_j)$$

なる値が求められればよいので

$$\sum_{i=1}^3 1 / \prod_{j \neq i} (T_i - T_j)$$

に $1/(Z - T_i)$ をかけた次式を考えると容易に右辺のように書きかえられる。(ここで T_i , Z は複素数)

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j) (Z - T_i)} \\ &= \frac{1}{(Z - T_1)(Z - T_2)(Z - T_3)} \dots \dots (\text{付 1}) \end{aligned}$$

上式の右辺で $C_1 = T_1 + T_2 + T_3$, $C_2 = T_1 T_2 + T_2 T_3 + T_1 T_3$, $C_3 = T_1 T_2 T_3$ とおき $|Z|$ を充分大きくとると

$$\begin{aligned} & \frac{1}{Z^3} \left(1 - \frac{C_1}{Z} + \frac{C_2}{Z^2} - \frac{C_3}{Z^3} \right)^{-1} \\ &= \frac{1}{Z^3} \left(1 + \frac{C_1}{Z} + \frac{C_1^2 - C_2}{Z^2} + \frac{C_1^3 - 2C_2 C_1 + C_3}{Z^3} \right. \\ & \quad \left. + \frac{C_1^4 - 3C_2 C_1^2 + 2C_3 C_1 + C_2^2}{Z^4} + \dots \right) \end{aligned}$$

..... (付 2)

と展開できる。一方左辺は

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^3 \frac{1}{\prod_{j \neq i} (T_i - T_j)} \\ & \quad \times \frac{1}{Z} \left(1 + \frac{T_i}{Z} + \frac{T_i^2}{Z^2} + \frac{T_i^3}{Z^3} + \frac{T_i^4}{Z^4} + \dots \right) \\ &= \frac{1}{Z} \left(A_{-2} + \frac{A_{-1}}{Z} + \frac{A_0}{Z^2} + \frac{A_1}{Z^3} + \frac{A_2}{Z^4} + \dots \right) \end{aligned}$$

..... (付 3)

となるから、(付 2) 式と (付 3) 式で Z の次数の等しいものを恒等的に等しいとして (14) 式の関係が得られる。

交差する送配電線間の高周波結合特性*

・正員 赤尾保男† 正員 山口哲郎††

1. ま え が き

送電線で発生するコロナ雑音は、送電線に交差または近接する配電線や通信線がある場合には、これらに移行してその妨害範囲を拡大する。(1) また、送電線放送**においては信号波が同様に移行伝搬する。(2) コロナ雑音による受信妨害の防止策を考究する際には、このような送配電線間の高周波結合特性を明らかにしておく必要があり、交差結合による雑音移行の問題はCIGREの研究題目にも採り上げられている。

この問題に関する基礎実験は試験線あるいは模型線路を用いて行われており、(3) また、実用送電線についての実測もなされている。(4) これらの実験結果を相互に比較し、結合特性が両線路の交差角、線路地上高、線径などに対しても依存性を明らかにし、結合防止策を確立する基礎を得るには、理論的解析を行ってこれらの実験結果と比較してみる必要がある。しかし、従来この種の解析はほとんどなされていない。

筆者らはさきに2線路が直交する場合の近似解析を試みた。(5) その後これを拡張し任意の交差角の場合に適用しうる結果を得たので報告する。この目的は実用上簡便な形で結合特性を表わすことにある。

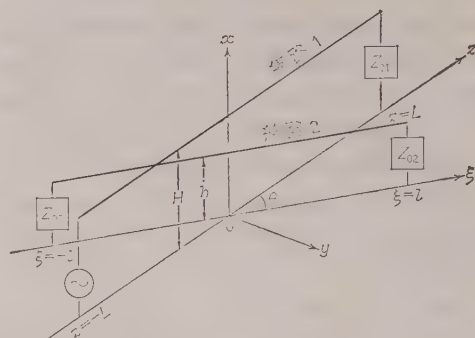
2. 交差線路の基礎方程式とその解

(2.1) 模型、仮定および記号 最初、もっとも簡単な模型を考える。すなわち第1図のような各1条の交差線路であって、次の事項を仮定する。

(1) 大地は完全導体であってその表面は平面(yz 平面)である。

(2) 線路1(送電線)は地上高 H (m) の位置に地表面と平行に架設され、その電線半径は a (m) である。

(3) 線路2(配電線)は地上高 h (m) ($h < H$) の



第1図 交差線路の模型

位置に地表面と平行に架設され、線路1と角 θ で交差する。交差角 θ が小さい場合は実際にはほとんどないので、 θ は $90^\circ \pm 40^\circ$ 程度の範囲であると考えられる。線路2の電線半径は b (m) である。

(4) 座標系は第1図のようにに交差点直下の地表面を原点により、線路1の方向を x 軸、線路2の方向を ξ 軸とする。線路1および2の両端はそれぞれ $z = \pm L$, $\xi = \pm l$ で、 L, l とともに充分大きく

$$L, l \gg (H+h)/\sin\theta \dots\dots\dots (1)$$

(5) 線路1は送端($z=-L$)に電圧 V_s 、周波数 ω の整合された正弦波電源が接続され、受端($z=L$)は整合終端である。線路2は両端とも整合終端である。

(6) $a, b \ll h, H$ であり、高周波電源の波長を λ (m) とするとき

$$(2\pi/\lambda)^2 (2H)^2 \ll 1 \dots\dots\dots (2)$$

記号(添字1および2はそれぞれ線路1および2を示す)

q : 線路の電荷

I : 線路の電流

V : スカラポテンシャル

A : ベクトルポテンシャルの成分

Z : 各線路の単位長さあたりの自己インピーダンス

Y : 各線路の単位長さあたりの自己アドミタンス
 V_s, I_s : それぞれ送電線の送端電圧および電流

$Z_0 = \sqrt{Z/Y}$: 各線路単独の特性インピーダンス

$\gamma = \sqrt{ZY}$: 各線路単独の伝搬定数

$\epsilon_0 \approx (1/36\pi) \times 10^{-9}$ (F/m)

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m)

* Transfer Characteristics of Radio Interference and Signal by Crossing Lines at Lower Voltage. By Y. AKAO, Member & T. YAMAGUCHI, Member (Faculty of Engineering, Nagoya University).

† 名古屋大学工学部助教授

†† 名古屋大学工学部助手

(2・2) 線路上におけるポテンシャル 線路 1 および 2 の電線表面におけるスカラーポテンシャルおよびベクトルポテンシャルは、大地の影響を影像でおきかえ、次式で表わされる。

$$\left. \begin{aligned} V_1(z) &= \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-L}^L q_1(z') P_1(z, z') dz' \\ &\quad + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-l}^l q_2(\xi) P_{12}(z, \xi) d\xi \\ A_z(z) &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-L}^L I_1(z') P_1(z, z') dz' \\ &\quad + \frac{\mu_0 \cos \theta}{4\pi} \int_{-l}^l I_2(\xi) P_{12}(z, \xi) d\xi \\ V_2(\xi) &= -\frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-l}^l q_2(\xi') P_2(\xi, \xi') d\xi' \\ &\quad + \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{-L}^L q_1(z) P_{12}(z, \xi) dz \\ A_\xi(\xi) &= \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-l}^l I_2(\xi') P_2(\xi, \xi') d\xi' \\ &\quad + \frac{\mu_0 \cos \theta}{4\pi} \int_{-L}^L I_1(z) P_{12}(z, \xi) dz \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、

$$\left. \begin{aligned} P_1(z, z') &= \frac{e^{-j\beta R_{11}}}{R_{11}} - \frac{e^{-j\beta R_{11}'}}{R_{11}'} \\ P_2(\xi, \xi') &= \frac{e^{-j\beta R_{22}}}{R_{22}} - \frac{e^{-j\beta R_{22}'}}{R_{22}'} \\ P_{12}(z, \xi) &= \frac{e^{-j\beta R_{12}}}{R_{12}} - \frac{e^{-j\beta R_{12}'}}{R_{12}'} \\ R_{11} &= \sqrt{(z-z')^2 + a^2} \\ R_{11}' &= \sqrt{(z-z')^2 + (2H)^2} \\ R_{22} &= \sqrt{(\xi-\xi')^2 + b^2} \\ R_{22}' &= \sqrt{(\xi-\xi')^2 + (2h)^2} \\ R_{12} &= \sqrt{z^2 + \xi^2 - 2z\xi \cos \theta + (H-h)^2} \\ R_{12}' &= \sqrt{z^2 + \xi^2 - 2z\xi \cos \theta + (H+h)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4)$$

(3) 式および (4) 式右辺第 1 項の積分限界は、仮定 (4) と交差結合に直接関係のない端効果を見捨てることにより無限大まで拡張できる。また第 2 項の積分限界も仮定 (4) により $z=\pm L$ または $\xi=\pm l$ では $R_{12}=R_{12}'$ となることから無限大まで拡張できる。両線路の電荷、電流の分布は互に他線路の存在による影響を受けるが、実用上両線路が非常に接近することはなく、また仮定 (6) を考慮すれば、積分に寄与する範囲における電荷、電流の分布は直線的である

と近似できる。すなわち、(3) 式および (4) 式右辺の積分を計算する際、自線路の電荷、電流は考察点で、他線路の電荷、電流は交差点でテイラー級数に展開して、その第 2 項までをとる。この計算法はレッヘル線の曲りなどの等価回路計算法⁽⁶⁾と同類である。このようにして積分を行うと (3) 式および (4) 式は次のようになる。

$$\left. \begin{aligned} V_1(z) &= \frac{k_1}{4\pi\epsilon_0} q_1(z) + \frac{k_m(z)}{4\pi\epsilon_0} q_2(0) \\ A_z(z) &= \frac{\mu_0 k_1}{4\pi} I_1(z) + \frac{\mu_0 \cos \theta}{4\pi} k_m(z) I_2(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (6)$$

$$\left. \begin{aligned} V_2(\xi) &= -\frac{k_2}{4\pi\epsilon_0} q_2(\xi) + \frac{k_m(\xi)}{4\pi\epsilon_0} q_1(0) \\ A_\xi(\xi) &= \frac{\mu_0 k_2}{4\pi} I_2(\xi) + \frac{\mu_0 \cos \theta}{4\pi} k_m(\xi) I_1(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (7)$$

ただし、

$$k_1 = 2 \log(2H/a), \quad k_2 = 2 \log(2h/b) \dots (8)$$

$k_m(z)$, $k_m(\xi)$ は同形の関数で、 z , ξ を u で代表させれば

$$k_m(u) = \log \frac{(u \sin \theta)^2 + (H+h)^2}{(u \sin \theta)^2 + (H-h)^2} \dots\dots\dots (9)$$

(2・3) 基礎方程式とその解

(6) 式および (7) 式より次のような交差線路の基礎方程式が得られる。(付録 I)

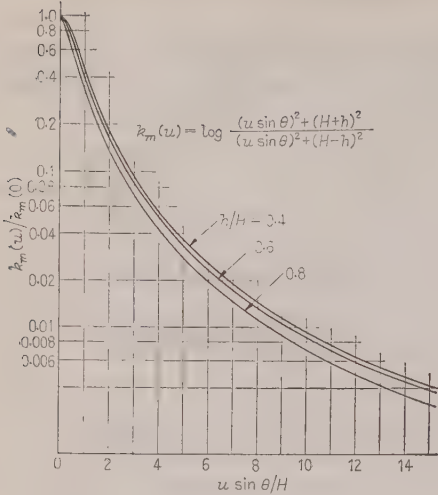
$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial V_1(z)}{\partial z} &= Z_1 I_1(z) + Z_m(z) I_2(0) \\ -\frac{\partial I_1(z)}{\partial z} &= Y_1 V_1(z) + \frac{k_m(z)}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (10)$$

$$\left. \begin{aligned} -\frac{\partial V_2(\xi)}{\partial \xi} &= Z_2 I_2(\xi) + Z_m(\xi) I_1(0) \\ -\frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} &= Y_2 V_2(\xi) + \frac{k_m(\xi)}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (11)$$

ただし、 $Z_m(z)$, $Z_m(\xi)$ は同形の関数で

$$Z_m(u) = j\omega \frac{\mu_0 \cos \theta}{4\pi} k_m(u), \quad u = z, \xi \dots (12)$$

(10) 式および (11) 式右辺の第 2 項は他線路との結合を表わすもので、これらの係数は $k_m(z)$ または $k_m(\xi)$ に比例する。 $k_m(z)$, $k_m(\xi)$ は (9) 式に示した関数である。いま $k_m(u)$ と $k_m(0) = 2 \log(H+h/H-h)$ との比を、 h/H をパラメータとして $u \sin \theta/H$ に対し図示すれば第 2 図が得られる。同図から $h/H < 0.8$ では $u \sin \theta/H > 10$ で $k_m(u)/k_m(0)$ の値は 0.01 以下になる。すなわち、どちらの線路においても他線



第2図 (9) 式の関数 $k_m(u)$ の u に対する関係

路からの水平距離が $10H$ 以上になると, (10) 式, (11) 式右辺第2項の大きさは交差点の値の1%以下になる。ゆえに結合におもに寄与している部分は他線路からの水平距離が $10H$ 以下の範囲であるといえる。

(10) 式, (11) 式を連立方程式として解けば, 両線路の電圧, 電流分布が求まる。結果は次式で表わされる。(付録Ⅱ)

$$\begin{aligned}
 V_1(z) &= (V_s + Z_{01}I_s)\varepsilon^{-\gamma_1(L+z)}/2 \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. \pm AI_2(0) \right] (K_{a1} + K_{b1}) \varepsilon^{-\gamma_1|z|} \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. \mp AI_2(0) \right] K_{c1} \varepsilon^{\gamma_1|z|} \\
 I_1(z) &= (V_s + Z_{01}I_s)\varepsilon^{-\gamma_1(L+z)}/2Z_{01} \\
 &\quad - \frac{1}{2Z_{01}} \left[\pm \frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. + AI_2(0) \right] (K_{a1} + K_{b1}) \varepsilon^{-\gamma_1|z|} \\
 &\quad - \frac{1}{2Z_{01}} \left[\mp \frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. + AI_2(0) \right] K_{c1} \varepsilon^{\gamma_1|z|} \\
 &\quad (\text{ただし, } z \neq 0)
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

$$\begin{aligned}
 V_2(\xi) &= -\frac{1}{2} \left[\frac{Z_{02}}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \right. \\
 &\quad \left. \pm AI_1(0) \right] (K_{a2} + K_{b2}) \varepsilon^{-\gamma_2|\xi|}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 & - \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{02}}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \right. \\
 & \quad \left. \mp AI_1(0) \right] K_{c2} \varepsilon^{\gamma_2|\xi|} \\
 I_2(\xi) &= -\frac{1}{2Z_{02}} \left[\pm \frac{Z_{02}}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \right. \\
 & \quad \left. + AI_2(0) \right] (K_{a2} + K_{b2}) \varepsilon^{-\gamma_2|\xi|} \\
 & \quad - \frac{1}{2Z_{02}} \left[\mp \frac{Z_{02}}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \right. \\
 & \quad \left. + AI_1(0) \right] K_{c2} \varepsilon^{\gamma_2|\xi|} \\
 & \quad (\text{ただし, } \xi \neq 0)
 \end{aligned}
 \tag{14}$$

ただし, $A = j\omega\mu_0 \cos \theta/4\pi$

$$\begin{aligned}
 K_a &= \int_0^\infty \varepsilon^{-\gamma u} k_m(u) du \\
 K_b &= \int_0^{|v|} \varepsilon^{\gamma u} k_m(u) du \\
 K_c &= \int_{|v|}^\infty \varepsilon^{-\gamma u} k_m(u) du
 \end{aligned}
 \tag{15}$$

(15) 式において, $v=z$, $\gamma=\gamma_1$ とおいたときの K_a , K_b , K_c が (13) 式における K_{a1} , K_{b1} , K_{c1} であり, $v=\xi$, $\gamma=\gamma_2$ とおいたときの K_a , K_b , K_c が (14) 式における K_{a2} , K_{b2} , K_{c2} である。また, (13) 式, (14) 式右辺の複号は, $z, \xi > 0$ のとき 上側, $z, \xi < 0$ のとき 下側をとる。

線路1の送端における電圧 V_s と電流 I_s との関係は (13) 式より得られるが, ここでは次のように近似する。すなわち (13) 式右辺の第2, 第3項は線路2との結合があるために生じたものであるが, これらの項は第1項にくらべて通常非常に小さいので, 交差点からの距離が充分大きい送端受端ではこれらの項を第1項に対して無視する。いいかえれば送端インピーダンスは線路2の存在によりほとんど変化がないとみて

$$V_s = Z_{01}I_s \tag{16}$$

とおけば, (13) 式は次のようになる。

$$\begin{aligned}
 V_1(z) &= V_1'(0) \varepsilon^{-\gamma_1 z} \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. \pm AI_2(0) \right] (K_{a1} + K_{b1}) \varepsilon^{-\gamma_1|z|} \\
 &\quad - \frac{1}{2} \left[\frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\
 &\quad \left. \mp AI_2(0) \right] K_{c1} \varepsilon^{\gamma_1|z|} \\
 I_1(z) &= I_1'(0) \varepsilon^{-\gamma_1 z} \\
 &\quad - \frac{1}{2Z_{01}} \left[\pm \frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right.
 \end{aligned}$$

$$\left. \begin{aligned} &+AI_2(0) \Big] (K_{a1}+K_{b1}) \varepsilon^{-\gamma_1|z|} \\ &- \frac{1}{2Z_{01}} \left[\mp \frac{Z_{01}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \right. \\ &\left. +AI_2(0) \Big] K_{c1} \varepsilon^{\gamma_1|z|} \right\} \\ &(\text{ただし, } z \neq 0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (17)$$

ただし,

$$V_1'(0) = V_s \varepsilon^{-\gamma_1 L}, \quad I_1'(0) = V_s \varepsilon^{-\gamma_1 L} / Z_{01} \quad \dots\dots\dots (18)$$

次に、交差点 ($z=0, \xi=0$) における各線路の電圧、電流を求めると

$$\left. \begin{aligned} V_1(0) &= V_1'(0) - \frac{Z_{01}K_{a1}}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \\ I_1(0) &= I_1'(0) - \frac{AK_{a1}}{Z_{01}} I_2(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (19)$$

$$\left. \begin{aligned} V_2(0) &= -\frac{Z_{02}K_{a2}}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \\ I_2(0) &= -\frac{AK_{a2}}{Z_{02}} I_1(0) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (20)$$

(10) 式, (11) 式の各第 2 式において、それぞれ $z=0, \xi=0$ とおくと

$$\begin{aligned} -\left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} &= Y_1 V_1(0) \\ &+ \frac{k_m}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \\ -\left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} &= Y_2 V_2(0) \\ &+ \frac{k_m}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \end{aligned}$$

$$\left[\text{ただし } k_m \equiv k_m(0) = 2 \log(H+h/H-h) \right] \dots\dots\dots (21)$$

(19) 式, (20) 式および (21) 式より

$$\left. \begin{aligned} I_1(0) &= \frac{I_1'(0)}{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})} \\ I_2(0) &= \frac{-AK_{a2} I_1'(0) / Z_{02}}{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (22)$$

$$\left. \begin{aligned} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} &= \frac{-Bk_2 V_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \\ \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} &= \frac{-B(\gamma_2 K_{a2} - k_m) V_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \end{aligned} \right\} \\ (\text{ただし } B = k_1 Y_1 = j\omega 4\pi\epsilon_0) \quad \dots\dots\dots (23)$$

これら (22) 式, (23) 式を (17) 式, (14) 式, (19)

式および (20) 式に代入すれば両線路の電圧電流分布がすべて求まる。われわれがもっとも必要とするのは線路 2 の電圧、電流と V_s または I_s との関係である。これらを求めると

$$\begin{aligned} V_2(\xi) &= \frac{Z_{02}}{2} \left[\frac{BV_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right. \\ &\quad \mp \frac{AI_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \\ &\quad \times (K_{a2} + K_{b2}) \varepsilon^{-\gamma_2|\xi|} \\ &\quad \left. + \frac{Z_{02}}{2} \left[\frac{BV_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right. \right. \\ &\quad \left. \pm \frac{AI_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \right] \\ &\quad \times K_{c2} \varepsilon^{\gamma_2|\xi|} \Big] \\ I_2(\xi) &= \frac{1}{2} \left[\pm \frac{BV_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{AI_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \right] \\ &\quad \times (K_{a2} + K_{b2}) \varepsilon^{-\gamma_2|\xi|} \\ &\quad + \frac{1}{2} \left[\mp \frac{BV_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right. \\ &\quad \left. - \frac{AI_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \right] \\ &\quad \times K_{c2} \varepsilon^{\gamma_2|\xi|} \Big] \\ &(\text{ただし, } \xi \neq 0) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots (24)$$

3. 等価回路と結合係数

(24) 式において

(1) 右辺の $V_1'(0)$ を含む項は静電的な結合を、また $I_1'(0)$ を含む項は電磁的な結合を表わしている。

(2) 両線路が直交する場合、すなわち $\theta = \pi/2$ のときは (15) 式より $A=0$ 、したがって電磁的な結合の項は消失する。また、この場合には (20) 式より $I_2(0)=0$ となり、模型線路の実験結果⁽⁷⁾と一致する。

(3) 両線路が斜交する場合の $\xi \neq 0$ における電圧、電流の値は、右辺の複号のため $\xi > 0$ の側と $\xi < 0$ の側とで異なる。

さて、交差点から充分離れた $|\xi| \gg (H+h/\sin\theta)$ では、(15) 式より

$$\left. \begin{aligned} K_{a2} &\longrightarrow 0 \\ K_{b2} &\longrightarrow K_{b2}' = \int_0^\infty \varepsilon^{\gamma_2 u} k_m(u) du \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (25)$$

となるから、このような ξ に対しては

$$V_2(\xi) = \frac{Z_{02}}{2} \left[\frac{B(K_{a2} + K_{b2}') V_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right]$$

$$I_2(\xi) = \left[\pm \frac{A(K_{a2} + K_{b2}') I_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \right] e^{-\gamma_2 |\xi|} \\ = \frac{1}{2} \left[\pm \frac{B(K_{a2} + K_{b2}') V_1'(0)}{k_1 k_2 - (\gamma_1 K_{a1} - k_m)(\gamma_2 K_{a2} - k_m)} \right. \\ \left. - \frac{A(K_{a2} + K_{b2}') I_1'(0)}{Z_{02} \{1 - (A^2 K_{a1} K_{a2} / Z_{01} Z_{02})\}} \right] e^{-\gamma_2 |\xi|} \\ \left(\text{ただし, } |\xi| \gg \frac{H+h}{\sin \theta} \right) \quad (26)$$

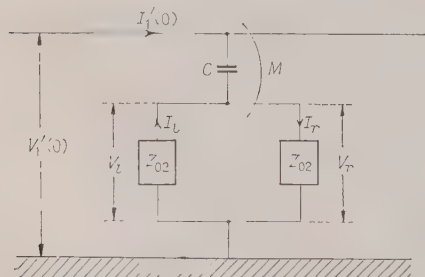
上式における K_{a2} , K_{b2}' は (15) 式および (25) 式から明らかなように ξ に無関係である。したがって、(26) 式において線路 2 の損失を無視すれば、 $|V_2(\xi)|$, $|I_2(\xi)|$ は $|\xi| \gg H+h/\sin \theta$ である ξ においては、 ξ に無関係に一定となることがわかる。この結果も模型線路などにおける電流分布の実測結果⁽⁷⁾と定性的に一致している。

次に (26) 式右辺括弧内の各項係数の近似値を求めよう。 K_{a1} , K_{a2} , K_{b2}' は (15) 式および (25) 式で示される積分で与えられるが、これらの被積分関数 $k_m(u)$ は第 2 図に示したように $u \sin \theta > 10H$ である u に対しては $k_m(0)$ の 1% 以下になる。したがって u の大きい範囲は積分にほとんど寄与しない。積分に寄与する u の範囲では両線路とも減衰を無視できる。さらに仮定 (6) を用いると (付録Ⅲ)

$$\left. \begin{aligned} \gamma_1 K_{a1} &\approx \gamma_2 K_{a2} \approx 2k_m \\ K_{a2} + K_{b2}' &\approx 4\pi h / \sin \theta \end{aligned} \right\} \quad (27)$$

上式を (26) 式に代入すれば

$$V_2(\xi) = \frac{Z_{02}}{2} \left[\frac{j\omega 4\pi\epsilon_0}{k_1 k_2 - k_m^2} \frac{4\pi h}{\sin \theta} V_1'(0) \right. \\ \left. \mp \frac{j\omega \mu_0 h \cot \theta}{Z_{02} \{1 - (4k_m^2 \cos^2 \theta / k_1 k_2)\}} I_1'(0) \right] e^{-\gamma_2 |\xi|} \\ I_2(\xi) = \frac{1}{2} \left[\pm \frac{j\omega 4\pi\epsilon_0}{k_1 k_2 - k_m^2} \frac{4\pi h}{\sin \theta} V_1'(0) \right. \\ \left. - \frac{j\omega \mu_0 h \cot \theta}{Z_{02} \{1 - (4k_m^2 \cos^2 \theta / k_1 k_2)\}} I_1'(0) \right] e^{-\gamma_2 |\xi|} \\ \left(\text{ただし, } |\xi| \gg \frac{H+h}{\sin \theta} \right) \quad (28)$$



第 3 図 交差線路の等価回路

上式の形をみると $V_2(\xi) e^{-\gamma_2 |\xi|}$, $I_2(\xi) e^{-\gamma_2 |\xi|}$ は第 3 図のような C-M 形結合回路における電圧 V_r または V_l , および電流 I_r または I_l と等価であることがわかる。 V_r , I_r は図示のように右側枝路の電圧, 電流であり, V_l , I_l は左側枝路の電圧, 電流である。

$$|Z_{02}| \ll 1/\omega C \quad (29)$$

とすれば、第 3 図における電圧, 電流は

$$V \sim \frac{Z_{02}}{2} \left\{ j\omega C V_1'(0) \mp j\omega \frac{M}{Z_{02}} I_1'(0) \right\} \\ I \sim \frac{1}{2} \left\{ \pm j\omega C V_1'(0) - j\omega \frac{M}{Z_{02}} I_1'(0) \right\} \quad (30)$$

ただし、右辺の複号は $V=V_r$, $I=I_r$ のとき上側を, $V=V_l$, $I=I_l$ のとき下側をとる。

(28) 式と (30) 式とを比較すると, $V_2(\xi) e^{-\gamma_2 |\xi|}$ および $I_2(\xi) e^{-\gamma_2 |\xi|}$ は (30) 式の V および I とまったく同じ形の式で表わされることがわかる。すなわち

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{4\pi\epsilon_0}{k_1 k_2 - k_m^2} \frac{4\pi h}{\sin \theta} \\ M &= \frac{\mu_0 h \cot \theta}{1 - (4k_m^2 \cos^2 \theta / k_1 k_2)} \end{aligned} \right\} \quad (31)$$

とおけば, $|\xi| \gg H+h/\sin \theta$ である ξ における電圧 $V_2(\xi)$ および電流 $I_2(\xi)$ は

$$V_2(\xi) = \begin{cases} V_r e^{-\gamma_2 |\xi|} & (\xi > 0) \\ V_l e^{-\gamma_2 |\xi|} & (\xi < 0) \end{cases} \\ I_2(\xi) = \begin{cases} I_r e^{-\gamma_2 |\xi|} & (\xi > 0) \\ I_l e^{-\gamma_2 |\xi|} & (\xi < 0) \end{cases}$$

のように求められる。ここに, V_r , V_l , I_r , I_l は (31) 式で与えられる C および M の値をもつ第 3 図の等価回路の電圧, 電流で, (30) 式によって計算される。いかえれば $|\xi| \gg H+h/\sin \theta$ である ξ における電圧 $V_2(\xi)$ および電流 $I_2(\xi)$ に関するかぎり, 交差線路は第 3 図の等価回路で表わすことができる。実際の交差送配電線では放送周波帯において (29) 式が満足されることは直交線路の実験結果から明らかである。

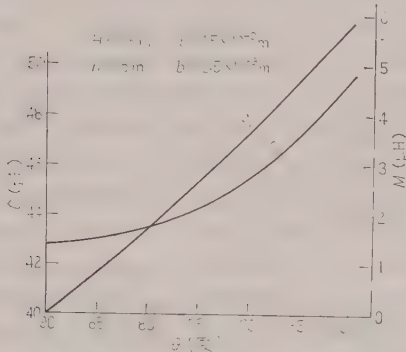
(8) 式, (21) 式を用いて (31) 式を書き直すと

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{65.8h}{\{\log_{10}(2H/a) \log_{10}(2h/b)\}^*} \\ &\quad * \frac{1}{\{\log_{10}(H+h/H-h)\}^2 \sin \theta} \text{ (pF)} \\ M &= \frac{1.26h \cot \theta}{1 - \{2 \log_{10}(H+h/H-h)\}^2 * } \\ &\quad * \frac{1}{\cos^2 \theta / \log_{10}(2H/a) \log_{10}(2h/b)} \text{ (}\mu\text{H)} \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

ゆえに、両線路の線径、地上高および交差角が与えられれば上式により等価結合容量 C 、および等価結合インダクタンス M を計算することができる。

4. 数 値 例

一例として実際の送配電線の寸法に近い次の値を与えて、(32) 式により C 、 M を計算すると第 4 図のような結果が得られる。

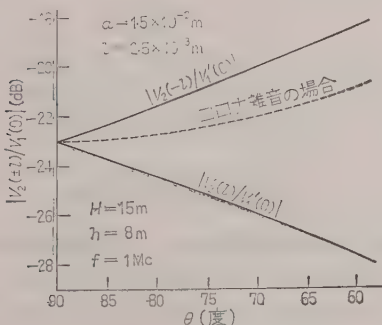


第 4 図 等価結合容量 C および等価結合インダクタンス M と交差角 θ との関係を示す計算例

線路 1 (送電線): $a = 1.5 \times 10^{-2}$ m, $H = 15$ m

線路 2 (配電線): $b = 2.5 \times 10^{-3}$ m, $h = 8$ m

実験では線路 1 の送端電圧 V_s が既知であり、線路 2 の終端における電圧の大きさ $|V_2(\pm l)|$ を測定し、これらの比 $|V_2(\pm l)/V_s|$ をもって結合減衰量として多くの場合が多い。しかし、(28) 式からわかるように、線路の減衰を無視できない場合にはこれらを含んだ値となるので、線路の減衰を含まない量 $|V_2(\pm l) \varepsilon^{\gamma_2 l} / V_1'(0)|$ を結合減衰量と考えるほうが適当である。上記の寸法の場合周波数 1 Mc における結合減衰量を計算すると第 5 図のようになる。交差角が 90° より減少すると $|V_2(l)|$ は減少し、 $|V_2(-l)|$ は増加する。こ



第 5 図 結合減衰量の計算例 (ただし、線路 2 の減衰は無視できるものとする)

のことは (28) 式および第 3 図の等価回路から当然予想されるところである。また、線路 1 の進行波の方向を逆転すればこの関係も逆転する。すなわち線路 1 の進行波の進行方向に向って右側にあたる側の線路 2 の電圧は減少し、左側では増加する。

実用上送配電線間の高周波結合が重要であるのはコロナ雑音の場合である。コロナ雑音では雑音源が送電線にはほぼ一様に多数分布し、かつ、互に独立であると考えられる。配電線に誘起される電圧 $|V_2(l)|$ に対しては、雑音源の位置 x が負であるものは第 5 図の曲線 $|V_2(l)/V_1(0)|$ に相当した寄与を、 x が正である雑音源は $|V_2(-l)/V_1'(0)|$ に相当した寄与をする。雑音源は交差点の両側にはほぼ対称に存在し、不規則かつ独立であると考えられるから、交差点の両側の寄与は同等であり、個々の雑音源の寄与は二乗平均の和で表わされる。このような場合の結合減衰量は第 5 図の破線で示される。

5. 多 相 線 路 へ の 適 用

多相線路の場合を一般的に取り扱うのはかなりやっかいであるが、結合の程度を知ることを目的とすれば次のような近似計算が可能と考えられる。

配電線の各電線は水平に配置されている場合が多く、また、その線間隔は放送周波の波長にくらべてきわめて小さいから、各相と送電線との結合係数はほとんど同一とみなすことができる。それゆえ、配電線を対称線路とすればその電圧電流はほとんど大地帰路モードで伝搬するものと考えられる。このモードに対しては三相一括大地間回路を考えればよく、三相線路の代わりに次式で与えられる等価半径 b_0 をもつ単線条線路でおきかえて計算できる。

$$b_0 = \sqrt[3]{bd^2} \dots \dots \dots (33)$$

ただし、 d : 等価線間距離で三線相互の線間隔の幾何平均

配電線は上記のように等価単線条でおきかえても、送電線が多相の場合の配電線の電圧電流分布は、送電線の各相電線が単独に存在する場合の分布を重ね合わせたものとはならない。しかし、前章の数値例でもわかるように、結合による送電線側への反作用はかなり小さいので、近似的に重ね合わせができるものと考ええる。簡単のため送電線を三相 1 回線とし、各相を a 、 b 、 c で区別すれば、配電線の電圧 $V_2(\xi)$ は

$$V_2(\xi) = \frac{Z_{02}}{2} \left\{ j\omega C_a V_a'(0) \mp j\omega \frac{M_a}{Z_{02}} I_a'(0) \right\} \varepsilon^{-\gamma_2 |\xi|}$$

$$\begin{aligned} & + \left\{ j\omega C_b V_b' \left(\frac{y_b}{\tan \theta} \right) \right. \\ & \mp j\omega \frac{M_b}{Z_{02}} I_b' \left(\frac{y_b}{\tan \theta} \right) \left. \right\} \varepsilon^{-\gamma_2 \left| \xi - \frac{y_b}{\sin \theta} \right|} \\ & + \left\{ j\omega C_c V_c' \left(\frac{y_c}{\tan \theta} \right) \right. \\ & \mp j\omega \frac{M_c}{Z_{02}} I_c' \left(\frac{y_c}{\tan \theta} \right) \left. \right\} \varepsilon^{-\gamma_2 \left| \xi - \frac{y_c}{\sin \theta} \right|} \quad (34) \end{aligned}$$

電流 $I_2(\xi)$ も同様に表わしうが省略する。上式において C_a, C_b, C_c および M_a, M_b, M_c は、それぞれ送電線各相の地上高を用いて (31) 式により計算される各相と配電線との C および M である。 $V_a'(0), V_b'(y_b/\tan \theta), V_c'(y_c/\tan \theta)$ および $I_a'(0), I_b'(y_b/\tan \theta), I_c'(y_c/\tan \theta)$ はそれぞれ各相の電圧電流である。また y_b, y_c は第 6 図に示すように a 相と配電線との交差点を原点としたときの b 相, c 相と配電線との交差点の y 座標である。なお, Z_{02} および γ_2 はそれぞれ等価配電線

の特性インピーダンスおよび伝搬定数である。さて $y_b/\sin \theta, y_c/\sin \theta$ および $y_b/\tan \theta, y_c/\tan \theta$ は実用上数メートル程度以下であるから、各相と配電線との交差点の相違に基づく減衰および位相の差は非常に小さい。したがってこれらを見れば (34) 式は

$$\begin{aligned} V_2(\xi) \approx & \frac{Z_{02}}{2} \left[j\omega \{ C_a V_a'(0) + C_b V_b'(0) \right. \\ & + C_c V_c'(0) \mp \frac{j\omega}{Z_{02}} \{ M_a I_a'(0) \\ & + M_b I_b'(0) + M_c I_c'(0) \} \left. \right] \varepsilon^{-\gamma_2 |\xi|} \quad (35) \end{aligned}$$

一例として佐久間西幹線と直交する配電線でのコロナ雑音による実測結果⁽⁸⁾について考えてみる。線路の

寸法は

$$\begin{aligned} \text{送電線: } H_a &= 15.2 \text{ m}, H_b = 21.2 \text{ m}, H_c = 28.5 \text{ m} \\ a &= 1.7 \times 10^{-2} \text{ m} \end{aligned}$$

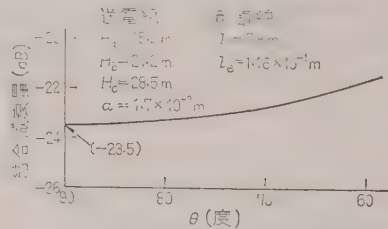
$$\text{配電線: } h = 7.8 \text{ m}, b_e = 1.16 \times 10^{-1} \text{ m}$$

直交であるから $M=0$, 各相ごとに (31) 式により C を計算すると

$$C_a = 76.8 \text{ pF}, C_b = 72.1 \text{ pF}, C_c = 68.9 \text{ pF}$$

となる。送電線を対称線路と考えれば、各相の電圧、電流を対称座標成分に分解して取り扱うことができる。これら成分のうち正相分および逆相分、すなわち金属回路モードは上記 C の値の相による差が小さいことからわかるように結合に対する寄与は少なく、大部分の寄与は零相分、すなわち大地帰路モードによることわかる。これは金属回路モードの電磁界がおもに線間に存在しているのに対し、大地帰路モードの電磁界は線路と大地間に存在することを考えれば当然のことである。いま、大地帰路モードだけが結合に寄与していると考えて、前章で定義した結合減衰量を計算すると 23.5 dB となる。一方、実測値から計算された値⁽⁸⁾は 24 dB でほとんど一致している。本文における計算においても、また実測値からの計算においても種々の近似が含まれているから、すべての場合にこのように一致するとは考えられない。しかし本文に述べた方法で実用線路における結合の程度を知ることが可能であると考えられる。

この例において交差角が 90° よりも減ったとき結合度がどのように変化するかを計算してみる。4 章に述べたコロナ雑音の結合に関する考え方を用いて計算すると第 7 図の曲線が得られる。すなわち交差角が 60° に減ると結合は約 2 dB 増加するものと予想される。



第 7 図 佐久間西幹線と交差する配電線へのコロナ雑音結合度の計算値

6. 考察および結論

単線路の交差線路模型によって結合の基本特性を導いたが、この解析は (2・1) 節に述べた仮定に基づいている。これらに対しては

(1) 線路の幾何学的寸法および波長との関係は、現実に交差結合が問題となる場所の送配電線に対して

はほぼ成立すると考えられる。

(2) 結合による送電線側への反作用は通常小さい。したがって送受端ではその影響を無視すると、送電線上に反射波がある場合でも、配電線の電圧電流分布は(24)式と同じ形で表わされる。ただし、この場合の $V_1'(0)$, $I_1'(0)$ は反射波を含んだ値を用いなければならない。

(3) 大地導電率の影響は線路からの距離が比較的小さい場所の電磁界に対しては重大でないことが知られている。⁽⁹⁾ したがって大地を完全導体と仮定したことによる誤差は比較的小さいと考えられる。

(4) 配電線の両端の整合条件、交差点の両側に充分長いという条件は現実にはかならずしも満足されない場合がある。このような場合は別に取り扱う必要があるが、本文の結果から結合の程度の推定は可能であると考えられる。

得られた結果を要約すると

(1) 結合におもなる寄与をもつ部分は交差点の両側約 $10H/\sin\theta$ 以内である。したがって、結合防止方法を考える場合には上記の長さを考慮しなければならない。たとえば、配電線を埋設する場合は少なくともこの程度の長さを対象とすべきであり、高周波阻止装置は少なくともこの範囲外におくべきであろう。

(2) 交差点からの距離が $H+h/\sin\theta$ にくらべて大きい配電線上の点の電圧、電流は、 $C-M$ 形結合回路を等価回路として求めることができる。

(3) 等価回路における C および M の値は両線路の幾何学的寸法および配置だけによって与えられる。

(4) 両線路が直交する場合は、配電線の電圧、電流の値が交差点に対し両側対称になる。しかし、斜交の場合には対称とはならず、両者の差は交差角が 90° から離れるにしたがって大きくなる。

(5) 多相線路の場合は配電線を等価単線条におきかえ、送電線各相の効果は各相単独の場合の重ね合わせで近似できると考えて結合の程度の目安を得ることができる。

最後に日頃ご指導をいただいている本学篠原卯吉、山本賢三両教授に感謝するとともに、本研究に種々ご討論下さった電力中央研究所中村宏、後沢通弘の両氏、ならびに古河電工株式会社中山良顕氏に厚くお礼申し上げる。また実測資料などにつき便宜をはかっていた中部電力株式会社林政義、石原鼎三、安生晃一郎の諸氏に感謝の意を表す。なお本研究は昭和34年度文部省科学試験研究費により行われたものの一部である。(昭和36年3月31日受付、同6月20日再受付)

文 献

- (1) たとえば、吉野・三田・本田、他：電学誌 **74**, 1 (昭29); 篠原・赤尾・山本、他：電学誌 **75**, 973 (昭30); 電気学会送配電線電波障害調査特別委員会報告書 (昭32): 電学誌 **76**, 1114 (昭31)
- (2) 赤尾・大塚：電学誌 **80**, 480 (昭35)
- (3) 山田・法貴・三田、他：電試研 No. 552 (昭31); 原田・沢田・中村：昭33 電気学会東京支部大会 208; 林・石原・平野・中山：昭34 連大 581
- (4) 安生・石原・平野・中山：昭35 連大 920
- (5) 赤尾・山口：昭34 連大 584
- (6) R. W. P. King: Transmission-line Theory (1955) McGraw.
- (7) 原田・沢田・中村：昭33 電気学会東京支部 208, その他、電研所内資料
- (8) 文献(4) および中部電力社内資料
- (9) 菊地：電学誌 **77**, 721 (昭32); 雨宮：電学誌 **77**, 667 (昭32)

付 録

(I) 連続の方程式

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} + j\omega q_1(z) &= 0 \\ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} + j\omega q_2(\xi) &= 0 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

を(6)式、(7)式の各第1式に適用して(10)式、(11)式の各第2式を得る。ただし、

$$Y_1 = j\omega 4\pi\epsilon_0/k_1, \quad Y_2 = j\omega 4\pi\epsilon_0/k_2 \dots\dots (付 2)$$

また、電線表面における電界の軸方向成分をそれぞれ $E_z(z)$, $E_\xi(\xi)$ とおけば

$$\left. \begin{aligned} E_z(z) &= -\{\partial V_1(z)/\partial z\} - j\omega A_z(z) \\ E_\xi(\xi) &= -\{\partial V_2(\xi)/\partial \xi\} - j\omega A_\xi(\xi) \end{aligned} \right\} \dots\dots (付 3)$$

各線路の単位長さあたりの内部インピーダンスをそれぞれ Z_1^i , Z_2^i とおけば

$$E_z(z) = Z_1^i I_1(z), \quad E_\xi(\xi) = Z_2^i I_2(\xi) \dots\dots\dots (付 4)$$

(付3)式、(付4)式および(6)式、(7)式の各第2式より(10)式、(11)式の各第1式が得られる。ただし、

$$\left. \begin{aligned} Z_1 &= Z_1^i + (j\omega\mu_0 k_1/4\pi) \\ Z_2 &= Z_2^i + (j\omega\mu_0 k_2/4\pi) \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 5)$$

(II) (10)式、(11)式をフーリエ変換すると

$$\left. \begin{aligned} \frac{V_1 e^{-jpL}}{\sqrt{2\pi}} + jp v_1(p) &= Z_1 i_1(p) A k_m(p) I_2(0) \\ \frac{I_1 e^{-jpL}}{\sqrt{2\pi}} + jp i_1(p) &= Y_1 v_1(p) \\ &+ \frac{k_m(p)}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 6)$$

$$\left. \begin{aligned} jpv_2(p) &= Z_2 i_2(p) + Ak_m(p) I_1(0) \\ jpi_2(p) &= Y_2 v_2(p) \\ &+ \{k_m(p)/k_1\} \{\partial I_1(z)/\partial z\}_{z=0} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (\text{付 } 7)$$

ただし、 $v_1(p)$, $v_2(p)$; $i_1(p)$, $i_2(p)$: それ
それ $V_1(z)$, $V_2(\xi)$; $I_1(z)$, $I_2(\xi)$ のフーリエ
変換, $k_m(p)$: $k_m(z)$, $k_m(\xi)$ のフーリエ変換
(付 6) 式より

$$\left. \begin{aligned} v_1(p) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ V_s \frac{j p \varepsilon - j p L}{p^2 + \gamma_1^2} + Z_1 I_s \frac{\varepsilon - j p L}{p^2 + \gamma_1^2} \right\} \\ &- A I_2(0) \frac{j p k_m(p)}{p^2 + \gamma_1^2} \\ &- \frac{Z_1}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \frac{k_m(p)}{p^2 + \gamma_1^2} \\ i_1(p) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \left\{ I_s \frac{j p \varepsilon - j p L}{p^2 + \gamma_1^2} + Y_1 V_s \frac{\varepsilon - j p L}{p^2 + \gamma_1^2} \right\} \\ &- \frac{1}{k_1} \left\{ \frac{\partial I_2(\xi)}{\partial \xi} \right\}_{\xi=0} \frac{j p k_m(p)}{p^2 + \gamma_1^2} \\ &- A Y_1 I_2(0) \frac{k_m(p)}{p^2 + \gamma_1^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (\text{付 } 8)$$

$$\left. \begin{aligned} v_2(p) &= -A I_1(0) \frac{j p k_m(p)}{p^2 + \gamma_2^2} \\ &- \frac{Z_2}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \frac{k_m(p)}{p^2 + \gamma_2^2} \\ i_2(p) &= -\frac{1}{k_2} \left\{ \frac{\partial I_1(z)}{\partial z} \right\}_{z=0} \frac{j p k_m(p)}{p^2 + \gamma_2^2} \\ &- A Y_2 I_1(0) \frac{k_m(p)}{p^2 + \gamma_2^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (\text{付 } 9)$$

フーリエ変換の公式 (付 1) を用いて (付 8) 式,
(付 9) 式を逆変換すればそれぞれ (13) 式, (14) 式
が得られる。

(Ⅲ) ラプラス変換の公式 (付 2) を用い
ると

$$\begin{aligned} K_a &= \frac{1}{\gamma} \left[k_m + 2 \left\{ C_i \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \cos \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \right. \right. \\ &- C_i \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \cos \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \left. \right\} \\ &- 2 \left\{ \left[s_i \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \sin \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \right. \right. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &- s_i \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \sin \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \left. \right\} \left. \right\} \\ K_b' &= -\frac{1}{\gamma} \left[k_m + 2 \left\{ C_i \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \cos \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \right. \right. \\ &- C_i \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \cos \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \left. \right\} \\ &- 2 \left\{ s_i \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \sin \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) \right. \\ &- s_i \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \sin \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \left. \right\} \\ &+ j 2 \pi \left\{ \cos \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) - \cos \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \right\} \\ &- 2 \pi \left\{ \sin \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) - \sin \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) \right\} \left. \right\} \end{aligned}$$

ただし、 C_i : 積分余弦関数, s_i : 積分正
弦関数

上式より

$$K_a + K_b' = \frac{4\pi}{\gamma} \varepsilon \frac{j H \gamma}{\sin \theta} \sin \left(\frac{h \gamma}{\sin \theta} \right)$$

$\gamma = j\beta$, $\beta = 2\pi/\lambda$ とおき, $H\beta/\sin \theta$, $h\beta/\sin \theta \ll 1$ とす
れば

$$K_a + K_b' \approx 4\pi h/\sin \theta$$

また, $(H+h)\beta/\sin \theta \ll 1$ ならば

$$\begin{aligned} C_i \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right) &\rightarrow j \frac{\pi}{2} + \Gamma + \log \frac{(H+h)\beta}{\sin \theta} \\ C_i \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) &\rightarrow j \frac{\pi}{2} + \Gamma + \log \frac{(H-h)\beta}{\sin \theta} \\ \cos \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right), \cos \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) &\rightarrow 1 \\ \sin \left(\frac{H+h}{\sin \theta} \gamma \right), \sin \left(\frac{H-h}{\sin \theta} \gamma \right) &\rightarrow 0 \end{aligned}$$

ただし、 Γ : Euler の定数

のように近似すれば (付 6)

$$K_a \approx 2k_m/\gamma$$

したがって (27) 式が得られる。

文 献

- (付 1) たとえば, 森口・宇田川・一松: 数学公式 II, p. 263,
264, 265, 275 (昭 32) 岩波書店
(付 2) たとえば, 文献 (付 1) p. 284, 292
(付 3) たとえば, Jahuke u. Emde: Funktionentafeln p. 80
(1933)

UDC 621.315.67/.68:621.316.35

バスダクト

技術綜説

36-13

正員 池 田 栄 一†

1. まえがきおよびバスダクトの歴史

低圧屋内配線の工事方法ならびにその使用機材として近年開発され、現在普及しつつあるものにバスダクトがある。近年ビルディングや工場の電力需用は飛躍的に増大しているが、この大電流屋内幹線として、また、生産設備の改善変更に伴う配線系統の増減変更に対応に際するものとして注目されている。

バスダクトはアメリカにおいて 1930 年ごろ誕生したもので、彼地における歴史はかなり古い。⁽¹⁾ わが国においては一部には早くから知られていたが、一般に紹介されたものは昭和 29 年拙著電気工事読本にバスダクトとして紹介したのがおそらく最初であろう。その後筆者のすすめによって電線管メーカ 2 社が研究製作に努力した。次いで昭和 31 年 5 月筆者ら電気工事視察団がアメリカより帰朝して、彼地における普及状況などを紹介(このとき呼称をバスダクトとした)して大きな反響をもたらした。日本電設工業会技術委員会(委員長 筆者)においても昭和 32 年 8 月ごろバスダクト小委員会(主査 田辺隆治、(千葉大学))を設置し、昭和 35 年 12 月に日本工業標準の原案(以下規格案という)を完成し発表した。⁽²⁾ これは近く担当専門委員会の審議、担当部会の議決を経て JIS に制定される予定である。

一方、施設としては昭和 32 年に大阪梅田阪神ビルに電気工作物規程(以下工規という)の制限外工事認可によって設置されたのが最初であろう。⁽³⁾⁽⁴⁾ その後施設例、メーカも非常に増加している。これらの実績によって工規にも昭和 34 年 5 月新条文(第 151 条の 2 バスダクト工事)として織り込まれた。

2. 定格電圧と使用範囲

バスダクトはアメリカで発達したものであるもので、規格案ならびに工規の条文審議の資料としても、おもに次のようなアメリカのものがわが国の諸メーカの研究データ類とともに参考とされている。

(1) Federal Specification IW-B-811 Busway System, Power, Electrical, 600 V (アメリカ合衆国連邦規格)

(2) Underwriters' Laboratories, Inc.: No. 857—Standard for Busways and Associated Fittings (火災保険試験所標準)

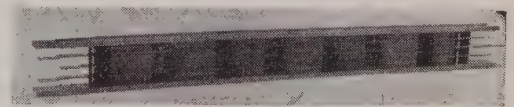
(3) National Electrical Manufacturers Association: Pub. No. Bu 1 1955, Busways (アメリカ電機工業会規格)

(4) National Electrical Code (NEC), Article 364—Busways (アメリカ電気工事規程)

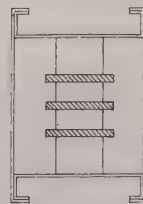
これらの規格は定格電圧 600 V 以下のものを対象とし、また NEC も 600 V 以下の回路での使用を認めている。わが国の工規では低圧屋内配線ということである(第 144 条)ので、一般には交流 300 V(直流 750 V)以下の電路に使用が認められるわけである。しかし規格案は屋内配電電圧の格上げの傾向を考慮し、600V 以下の電路に使用するものとして作製されている。したがって、一般に少なくとも本稿で述べるバスダクトはこの程度の電圧で使用されるもので、3.5 kV, 7 kV などの高圧母線箱の類は考えないものとする。また工規では展開したまたは点検できるいんべいされた場所で、かつ乾燥した場所の施設を認めている。

3. 種類

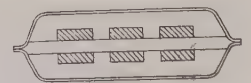
バスダクトとは簡単にいえば、金属製のダクト内に適当な間隔で絶縁物により支持された裸導体(絶縁被



第 1 図 (a) ダクトカバーをはずした
プラグインバスダクト

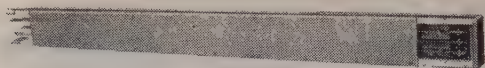


第 1 図 (b) バスダクト
断面の一例
(国産はだいたいこの形)



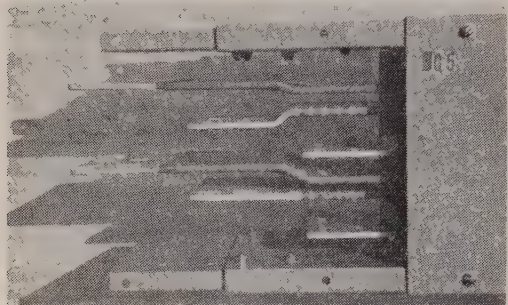
第 1 図 (c) バスダクト
断面の一例
(Bulldog 社で主として
行っている形)

† 日昭電気株式会社社長



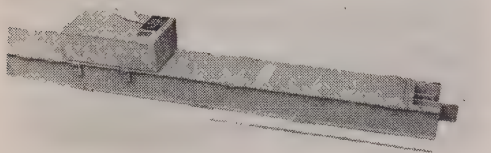
(右終端にエンドクローザがついている)

第2図 フィーダバスダクト



(3φ3W式 6導体)

第3図 ローインピーダンスバスダクトの接続部



(中央白い個所が開口部、左にプラグインユニットが取り付けられている)

第4図 プラグインバスダクト

覆を有するものも一部にある) を収めたもので、[第1図(a), (b), (c)]用途上次のように分類することができる。

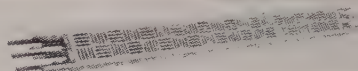
(1) フィーダバスダクト 変圧器と配電盤間、配電盤と分電盤や大容量の動力操作盤間など大電流の幹線に使用する。(第2図) また、大容量の幹線用で線路インピーダンスを減少し、電圧降下の減少を図って特殊設計したものはローインピーダンスバスダクトとも呼ばれる。(第3図)

(2) プラグインバスダクト ダクトの側面に一定間隔に開口部を設け、そこへ随時分岐用のプラグをさし込めるようにしたもので、おもに生産工場で設備された分岐負荷の容量、位置の変更の際にプラグ以後の配線変更だけによって簡単に対処しうるものである。(第4図)

(3) トロリーバスダクト バスバーに沿って分岐用接触子が移動できるようにしたもので、(第5図) 小容量の可搬電動工具を使用するのに適している。また、この種の照明器具専用のものを特にライティングバスダクトと呼ぶこともある。



第5図 トロリーバスダクト



第6図 換気形のローインピーダンスバスダクト

第1表 バスダクトの種類および定格

種 類				定格電流 (A)
名 称	形 式	極数		
フィーダ バスダクト	屋 内 用	換 気 形	2	200, 400
		非換気形	3	600, 800
			4	1,000, 1,250
	屋 外 用	換 気 形	2	1,500, 2,000
		非換気形	3	
			4	
プラグイン バスダクト	屋 内 用	非換気形	2	200, 400
			3	600, 800
			4	1,000
トロリー バスダクト	屋 内 用		2	30, 60
			3	100, 150
			4	

ダクト (Enclosure もしくは Housing) には金属板で密閉した非換気形と、パーホレーデッドメタルなどを使用して温度上昇の低減を図った換気形 (第6図) があり、また屋内用と屋外用がある。

材質上からはダクトは鋼またはアルミニウム、(以下アルミという) 導体は銅またはアルミが普通で、Federal Spec. には特別として鋼製、アルミ製以外のダクトが掲げられている。規格案の種類および定格を表

示すると第1表のとおりである。

定格電流は 30°C を基準温度とし、規格案では 2,000 A まで定めているが、製造実績や外国規格などには 4,000~5,000 A のものもある。なお、最大許容電流は定格電流値より大きいはずであるが現状では規定された資料はない。

4. 構 造

(4.1) 導 体 バスダクトの導体は使用時の温度上昇を考えた場合には高純度高導電率のものが望ましいが、短絡時のストレスによって導体に変形し、事故を助長する可能性があるため、一般の電線とは異なった機械的強度を考慮して寸法、形状、硬度、配列および支持方法が決定される。

規格案では JIS H 3361 銅帯の 1/2 硬質に準じた品質の電気銅で導電率 97 % 以上、または JIS H 4101 アルミニウム板1種の 1/2 硬質に準じた品質で導電率 60 % 以上のものを用いることとし、寸法を第2表のように定めている。現行工規では硬銅帯だけが許され、丸棒もしくは管などの形状をしたもの、あるいはアルミは認められていない。これらは今後の実績によって認められるものと思われる。

導体の配列は一般に各相導体を第1図 (b) のように縦立させているが、第1図 (c) のように横位置にすることもある。これは短絡機械強度の増加を図る場合、

第 2 表 バスダクト導体の最小寸法
(定格電流 200 A 以上のもの)

定格電流 (A)	銅		アルミニウム	
	厚 (mm)	幅 (mm)	厚 (mm)	幅 (mm)
200	3	25	6	25
400	6	40	"	50
600	"	50	"	75
800	"	75	"	125
1,000	"	100	"	150
1,250	"	125	6×2	100
1,500	"	150	"	125
2,000	6×2	100	"	150

また、プラグイン器具によらないで分電盤などへの分岐を行う場合に有利であると称されている。⁽⁵⁾ 特殊な例としてはセクタバスと名付けられた第7図のものが報告されている。⁽⁶⁾ なお、ローインピーダンスバスダクトは各相複数導体を配置している。

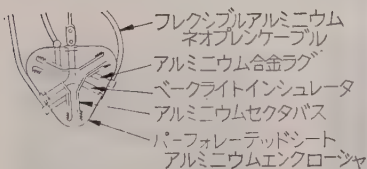
多線式電路用バスダクトの中性線用導体は一般に電圧側導体よりも縮小された断面積のものとすることが可能な場合もあるが、しかし規格案では種々の理由で、原則として全導体同一寸法のものを使用することにしてある。

(4.2) 導体支持 導体を支持する絶縁物は工規によれば耐火耐水質のものとなっている。しかし、このほか実用上は経年変化または劣化、耐熱性、加工性、機械的強度、化学的性質、美観、価格など要求条件は多岐にわたっており、現在のところ合成樹脂、アスベスト系絶縁物およびがいしなどが使用されている。

この支持物は通常第8図のような形状で、みぞの部分に導体をそう入して支持するようになっている。したがって短絡時に作用するマグネチックストレスは導体に対して両端を固定された状態の分布荷重として、支持物の導体そう入みぞの端に作用する。絶縁物にかかる力は支持間隔に比例するので、間隔を近くすれば機械的強度を増しうるわけである。この値は規格案では 60 cm 以下とされているが、工規では 50 cm 以下と決められているので、現在製作されているものは 50 cm のものが多い。

導体の支持にあたっては導体が膨張、収縮した際、自由に滑動できることが必要であるが、垂直に使用するものでは、導体が使用中垂下しないように支持する考慮がなされている。第3表は規格案に示された各部材の離隔距離である。

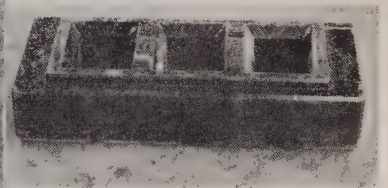
(4.3) ダクト 規格案によればダクトの長さは 3 m が定尺である。しかし実用上は施設のつごう上から特殊寸法のものが製作される場合が少なくない。工規では厚さ 1.6 mm 以下の鉄板で堅ろうに製作したものとなっているが、一般には銅板またはアルミ板で製作され、規格案による厚さは第4表のとおりである。表面は通常メラミン樹脂系の塗装仕上げを行う



第 7 図 セクタバスの断面



(a) フィーダバスダクト用



(b) プラグインバスダクト用

第 8 図 導体支持物

第 3 表 部材の離隔距離

定格電流 (A)	部 位	関係部分間 の 電 圧 (V)	最小距離 (mm)	
			空間 距離	沿面 距離
0~60	充電部と接地された 非充電金属部間	0~300	5	6
	異 極 充 電 部 相 互 間	0~150	"	"
		151~300	6	9
		301~600	9	12
61~100	充電部と接地された 非充電金属部間	0~600	12	"
	異 極 充 電 部 相 互 間	0~150	5	6
		151~300	6	9
		301~600	9	12
101 以上	充電部と接地された 非充電金属部間	0~300	12	"
	異 極 充 電 部 相 互 間	301~600	"	25
		0~150	"	18
		151~300	18	30
		301~600	25	40

第 4 表 ダクトの板の厚さ

ダクトの最大幅 (mm)	鋼板の厚さ (mm)	アルミニウム板の厚さ (mm)	
		A1P3-H	A2P1- $\frac{1}{2}$ H
300 以下	1.6	2.5	2.0
301~500	2.0	3.0	2.5
501~800	2.5	4.0	3.0
801 以上	3.2	5.0	4.0

がアルミ板の場合は行わなかったり、アルマイト処理を行うこともある。⁽⁷⁾

屋外用ダクトは防水構造とし必要に応じて排水法が講じられている。大電流用のものは換気形ダクトとすることがある。大電流の場合には導体の発熱のほかにダクトにうず電流損による発熱が起ることが考えられるが、1,000 A ぐらいまでは実用上支障がない。⁽⁸⁾ また磁性材料のダクトはヒステリシス損による発熱をも起す。したがって磁性材料のダクトは 1,200 A が限度で、それ以上は無磁性材料によるべきであるとの報告がある。⁽⁹⁾

換気孔はバスダクトの安全性を充分維持できるようにあけ、また外部から異物がはいらないよう一般に 16 mmφ の丸棒が通過しない大きさとされる。アメリカの規格はダクトが換気形の場合は、導体は許容電流 85°C で連続使用可能な絶縁物で 0.02 in 以上の厚さに被覆され、指や異物がはいったり、また、ちりなどが蓄積しても支障をきたさないようにする。また換気孔は直径 41/64 in の丸棒が通過してはならない。なお換気孔が 17/64 in の丸棒が通過しないようなもの

で、かつギャップの沿面距離が定められた値の 150% 以上ある場合には、絶縁被覆を省略してもよいとしている。

プラグインバスダクトにあってはプラグイン器具のための開口が適当間隔 (通常 25~50 cm) に配置され、開口にカバープレートを有するのが普通である。

ダクトはその施設の一端に接地工事を施す必要があるので接地端子を設ける。しかし、一般にダクト相互間において接地線を連結する必要はない。

(4.4) 導体接続 バスダクトは構造上接続個所が非常に数多くでき、導体の接続の良否がその性能に大なる影響をもたらす。したがって導体の接続はその接触面の抵抗を軽減するために平滑かつ清浄にし、全面同一の接触圧力を保持するように努め、膨張収縮の反復に対しても導電特性に低下をきたしてはならない。

工規ならびにアメリカの諸規格では、導体の接続部に銀、すず、もしくはカドミウムのめっきを施したものと施さないもの〔アルミ導体の場合は必ずめっきを施す (アメリカの規格)〕の 2 種を認めており、めっきを施した場合は温度上昇 55°C、施さない場合は温度上昇 30°C まで連続的に定格電流を通じうるものとされている。しかし、規格案では経年変化による接続特性の低下を防ぎ、温度上昇の許容範囲を大きくする (導体の許容温度 85°C) ためにすべて接続部には上記金属めっきを施すことになっている。

導体相互の接続はボルト締によって行われるのがもっとも普通である。圧縮圧力を比較的広い面積に均一に与えるように厚みのあるワッシャとボルトナットが組み合わされる。それらはクロームめっきなどを施した鋼、銅合金もしくはアルミ合金製である。また第 5 表は導体の重ね合わせの一例であるが、完全な接続を行うには導体の幅と無関係に最低 10 cm の重ねが必要であるともいわれている。⁽¹⁰⁾

第 5 表 導体接続部面積および接続ボルト本数の一例

定格電流 (A)	銅 導 体			アルミニウム導体		
	導体寸法 (mm)	重ね合わせ面積 (mm ²)	接 続 ボルト 本 数	導体寸法 (mm)	重ね合わせ面積 (mm ²)	接 続 ボルト 本 数
200	3×25	1,125	2	6×25	2,250	2
400	6×40	3,600	"	6×75	6,750	4
600	6×50	4,500	"	6×100	9,000	"
800	6×75	6,750	4	6×125	11,250	6
1,000	6×100	9,000	"	6×150	13,500	"
1,250	6×125	11,250	6			
1,500	6×150	13,500	"			

5. 付 属 品

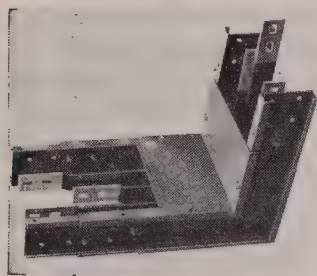
バスダクトの配電系統構成上必要な付属品には、直角に向きを変化させるためのエルボ(第9図)、水平または上下にルートをずらすためのオフセット(第10図)、比較的大容量の分岐を行うためのティ(第11図)、十字状に分岐するためのクロス(第12図)、電流量の小さなバスダクトに移行するためのレジュース(第13図)、さらにバスダクトの終端を閉そくする(工規その他)ためのエンドクローザ(第2図参照)がある。また、バスダクトは通電時と非通電時との間に膨張と収縮を起す。これらの伸縮は通常接続箇所および屈曲部があればその部分である程度吸収されるが、長い施設では吸収が不可能となるので通常直線部 50 m に対して1個の割合でエクспанションジョイントを用いる。(第14図) また、これは本来の用途のほかは施工上の寸法誤差の調整も可能である。

プラグイン器具(プラグインユニット、プラグインスイッチ、プラグインデバイスなどとも呼ばれる)(第15図)はプラグインバスダクトの開口部にそう入

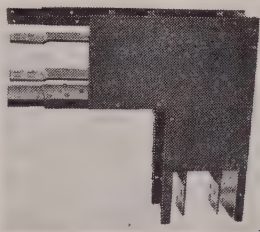
して分岐を取るために使用する。プラグイン器具は導体にかみ合う接触部とヒューズ付双形開閉器または配線用しゃ断器が主要部分で、他に回路の開閉操作を下方から行うためのハンドルや表示ランプが付けられている場合もある。定格はヒューズ付の場合 30~200 A、配線用しゃ断器のフレームの大きさは 50~600 A (使用される定格電流は 400 A ぐらいまで)が普通である。プラグイン器具は導体との接触状況の良否が温度上昇に直接影響を与えるので、接触部は通常銀めっきを施し、ばねで保持されていずれにそう入しても完全に接触し接触圧力を常に一定にするように考慮が払われている。

トロリーバスダクトの分岐用付属品であるトロリー器具は、銅やグラファイトなどの集電靴やローラで導体と接触しながら長手方向に自由に移動できるもので、定格は通常 15, 30, 60 A で、開閉器、過電流保護器付のものがある。

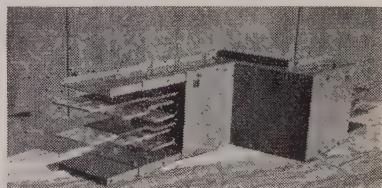
以上がおもなものであるが、このほか変圧器への連結を考えた変圧器タップオープニング、低圧配電盤とバスダクトを接続するために使用するフランジドエン



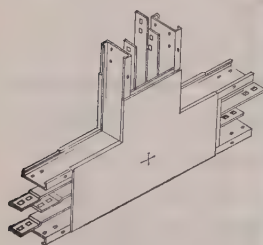
第 9 図 (a) 後向エルボ



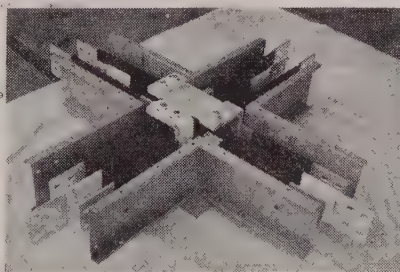
第 9 図 (b) 下向エルボ



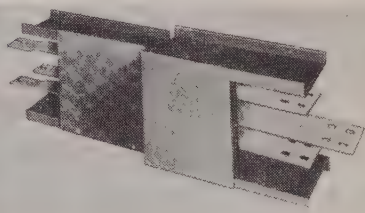
第 10 図 左後オフセット



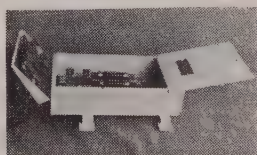
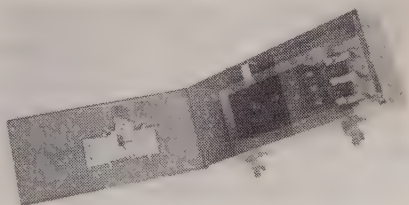
第 11 図 上向きティ



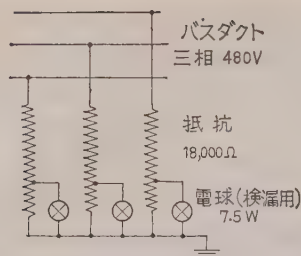
第 12 図 上下向クロス



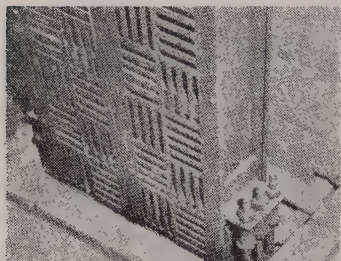
第 13 図 左向レジュース

第 14 図 エクспан
ションジョイント第 15 図 (a)
プラグイン器具

第 15 図 (b) プラグイン器具



第 16 図 グランドデテクタエンド
ニュートライザプラグイン
の結線の一例



第 17 図 ばねで支持されている
バスダクト (4,000 A)

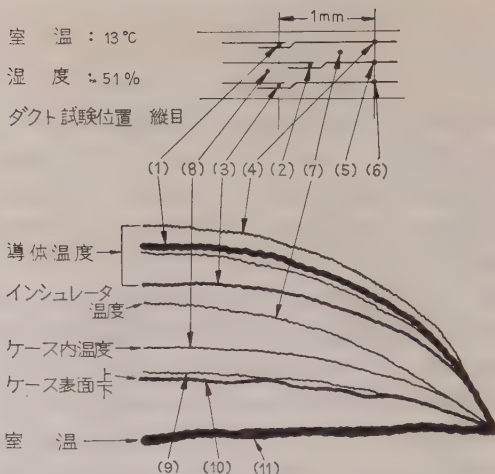
ドバスエクステンション、バスダクトに電線を接続するためのケーブルタップボックス、バスダクト回路を途中で開閉するためのアダプタキュービクル、より架するためのトランスポジション、非接地回路の検漏用のグランドデテクタエンドニュートライザプラグイン (第 16 図) [この装置は非接地式回路で 1 線の対地電圧が異常に上昇し、フラッシュオーバを起すことを防ぐため導体とダクト (接地されている) の電位差を一定にするためにアメリカにおいて用いることが推奨されている]⁽¹¹⁾ など数多い。またバスダクトを建物に取り付けるためのクランプハンガならびにドロップハンガおよび垂直に布設するさいバスダクトを支持する支持装置 (第 17 図) がある。

6. バスダクトの特性と試験

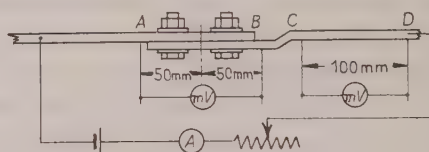
(6.1) 試験種目 バスダクトの試験種目は一例を示すと次のとおりである。

構造試験、温度試験、絶縁抵抗試験、絶縁耐力試験、短絡試験、水平荷重試験、垂直荷重試験、衝撃試験、トロリーバスダクトの走行試験、トロリーバスダクトのダクトとトロリーの金属フレーム間の接触抵抗試験

(6.2) 温度試験 バスダクトを 2 個以上接続し、床から 30 cm 以上の高さに水平におき、両端を閉じ風にさらされないようにして定格電流を通じ、導体の中央部と接続部の温度を熱電対を使って測定し、おのこの部位の温度がすべて一定になったときの温度上



第 18 図 温度上昇試験成績の一例



第 19 図 導体接続部電気抵抗試験回路

第 6 表 導体接続部電気抵抗測定値の一例

定格電流 (A)	導体寸法 (mm ²)	導体	めっき	A-B 間の抵抗 ($\mu\Omega$)	C-D 間の抵抗 ($\mu\Omega$)
200	3×25	銅	銀	19	22
400	6×40	"	"	5.7	6.8
600	6×50	"	"	4.5	5.5
800	6×75	"	"	3.3	3.6
1,000	6×100	"	"	2.3	2.7
1,250	6×125	"	"	1.7	2.0
1,500	6×150	"	"	1.6	"
600	6×100	アルミニウム	すず	4.67	5.0

昇は 55 deg 以下でなければならない。この場合の周囲温度は 10~40°C とする (規格案) となっている。第 18 図は A 社の試験成績の一例である。また接続部の抵抗は温度上昇に深い関係を持つが、B および C 社において第 19 図の回路により定格電流の 1/20 以上の直流を通じ測定した結果は第 6 表のとおりで、いずれも接続部の抵抗は同長の導体の抵抗値以下である。

(6.3) 短絡試験 規格案によると 2 個のバスダクトを接続し、その終端を短絡したのち、50 c/s または 60 c/s の交流電圧を印加して第 7 表に示す短絡電流を 6 c/s 以上流し、導体支持物にひび割れを生じてはならない。引き続き絶縁抵抗試験および絶縁耐力試験を行い、これに合格しなければならないとなっている。

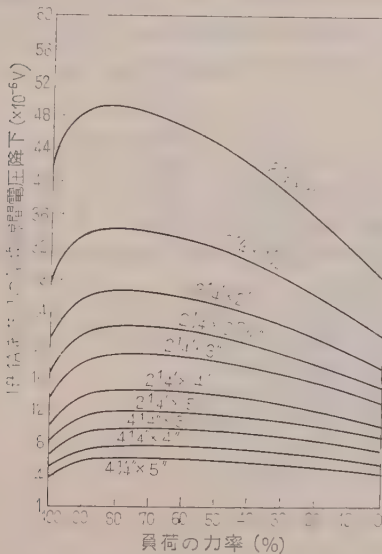
第 7 表 短絡電流試験値

バスダクト定格 (A)	短絡電流 (A)	バスダクト定格 (A)	短絡電流 (A)
200	14,000	1,000	22,000
400	22,000	1,250	42,000
600	"	1,500	"
800	"	2,000	60,000

NEMA 規格においては三相バスダクトは三相回路で、単相バスダクトは単相回路で、三相 4 線式バスダクトは三相回路と単相回路の中性導体と隣接する他の導体との間で試験を行い、試験電圧は最高定格電圧の場合と短絡試験電流を流すに必要な電圧の場合とを規定している。また、短絡電流値は短絡直後の 1/2 c/s における非対称実効値で定めている。しかし、わが国の規格案では種々の理由で対称実効値で表わすこととし、NEMA-Moulded Case Circuit Breaker AB 1-309 Interrupting Current rating, 60 c/s, Alternating and Direct Current の対称実効値を参考にして決定されている。

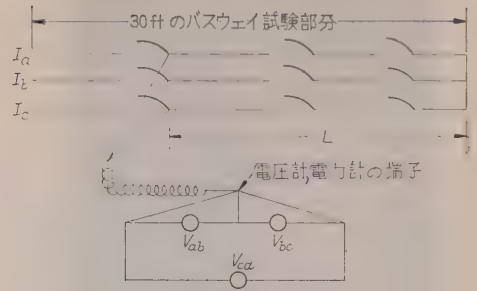
7. バスダクト工事

第 20 図はアメリカのあるメーカーが発表している電圧降下の一例である。NEMA 規格は電圧降下は次の方法で求められ、バスダクトに関する限り非常に近い概算値が得られると述べている。三相バスダクトについては第 21 図のような結線図で、温度上昇試験中最高温度に達した直後の入力などから



(3φ 3W および 3φ 4W 用換気形銅導体)

第 20 図 電圧降下値の一例



第 21 図

$$V = \frac{V_{ab} + V_{bc} + V_{ca}}{3}$$

$$I = \frac{I_a + I_b + I_c}{3}$$

$$Z = \frac{V}{\sqrt{3}IL}, R = \frac{P}{3I^2L}, X = \sqrt{Z^2 - R^2}$$

ただし、 P : 三相の総入力

を求め、これを変数として次式で計算する。

$$\text{電圧降下 (VA/ft)} = \sqrt{3}R \cos \phi + \sqrt{3}X \sin \phi$$

ただし、 R : バスダクトの対交流電流抵抗、

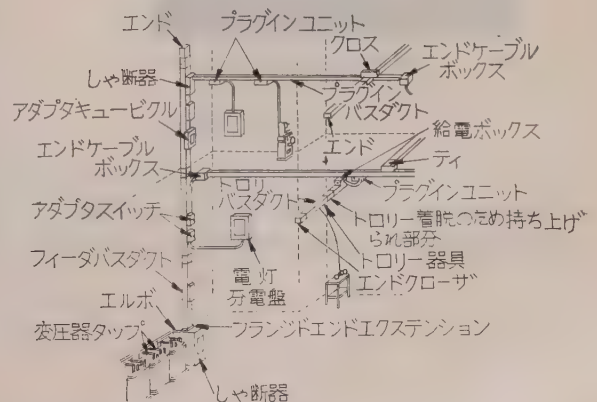
X : バスダクトの対交流電流リアクタンス、

$\cos \phi$: 連結負荷の力率

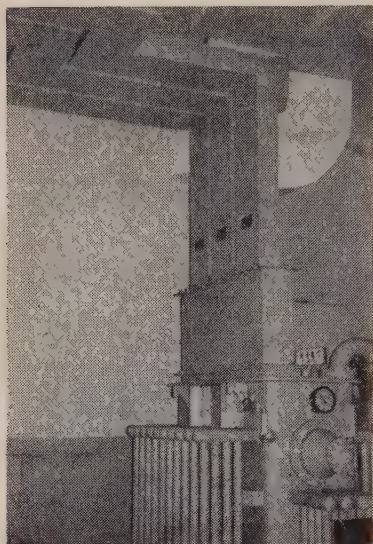
第 8 表 三相バスダクトの重量

定 格 (A)	概略重量 (m/kg)*	定 格 (A)	概略重量 (m/kg)*
200	16	1,000	32
400	22	1,250	37
600	23	1,500	42
800	28	2,000	66

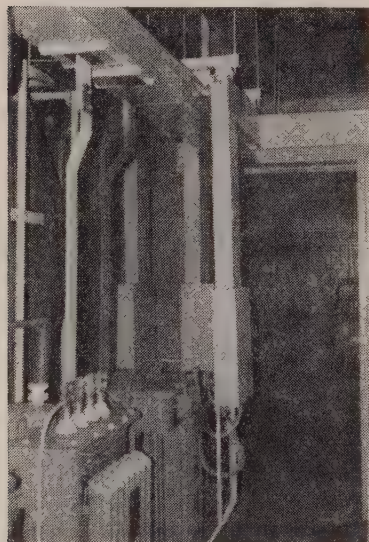
* : 銅導体、銅製ダクトのもので全アルミニウム製品の重量は上記値の 60~70 %



第 22 図 バスダクト配電スケルトン



第 23 図 施設例（フランジエンドバスエクステンションによる変圧器との接続）



第 24 図 施設例（トランスタップオープニング(手前)ならびにエンドケーブルタッポボックスによる変圧器との接続）

バスダクトは充分安全な方法で支持されるべきで、特に鋼—銅製のものは重量が大であるので支持金物取付場所の建築部強度などの検討の要があろう。第 8 表



第 25 図 施設例（クランプハンガで支持している）

に参考重量を示す。工規では 2 m 以下の間隔で支持するよう定められている。第 22 図～第 25 図はバスダクト配電のスケルトンならびに施設例である。

バスダクトの導体の太さの段落ちおよび分岐にあたっては、工規第 140 条の規程が適用される。アメリカにおいては導体の寸法を落す場合、寸法を落したバスダクトの延長が 50 ft 以下で、かつ電流量がいちばん近い電源側の過電流保護器の定格の 1/3 以上であれば、寸法を落した個所の過電流保護器を省略できることになっている。

8. む す び

以上バスダクトについてその概要を記した。バスダクト工事の指針については、規格案に引き続いて目下日本電設工業会技術委員会で作成中である。なお本稿の執筆にあたっては多くのメーカーの方々から資料のご提供をはじめ多大のご協力を得た。筆をおくにあたってこれらの方々深く謝意を表する。

文 献

- (1) 池田：OHM 46, No. 15, 4 (昭 34)
- (2) 日本電設工業会技術委員長：電設工業 7, 49 (昭 36-3)
- (3) 那須：日本電設工業会関西支部報 35, 24 (昭 32-9)
- (4) 中坊：日本電設工業会関西支部報 35, 31 (昭 32-9)
- (5) Bulldog 社カタログ Electrical Construction & Maintenance (1957)
- (7) 川井・細川・根本：古河電工時報 22 (昭 35-4)
- (8) 清水・真砂野・白庄司：電設工業 6, 22 (昭 35-12)
- (9) 辻：軽金属資料 No. 302, 55 (昭 33-5)
- (10) Frank Adam 社カタログ
- (11) NEC (1959) Article 364 (昭 34)
- (12) 池田：照学誌 41, 32 (昭 32-10)

製品
紹介

経済設計による 60 kV 級 OF ケーブル

藤倉電線株式会社

第 1 表

衝撃破壊電圧 (kV)	600
交流長時間破壊電圧 (kV)	250
誘電体力率 (38 kV, 常温)	0.26

従来のケーブルに比較して、より経済的設計がなされたケーブルが実用化されるに至ったので御紹介いたします。

ここに述べるケーブルは第1図に示すような構造で、60 kV 80 mm² 3心 OF ケーブルで、昨年山陽パルプ工業株式会社殿（岩国工場）に布設された実績を持っております。

このケーブルは設計上特につぎの諸点で考慮が払われ、従来のケーブルに比較して性能上はいささかも遜色がなく、しかも所要資材において約 10% の節約がなされております。

以下これを説明いたしますと

(1) 絶縁体 絶縁紙には超高压ケーブルによく使用されている薄紙を使用しております。すなわち導体の近くの電位傾度の高い部分に従来の 0.125 mm 厚の絶縁紙に代わって絶縁耐力の高い 0.07 mm の薄紙を使用することにより、絶縁厚を減少させて従ってケーブル外径を小にし絶縁紙のみならず諸資材の節約を計っております。この場合には普通のケーブルの絶縁紙厚が 8 mm であるのに対し 7 mm となっており、しかもその特性は第1表のように従来のケーブルの成績を上まわる結果が得られました。

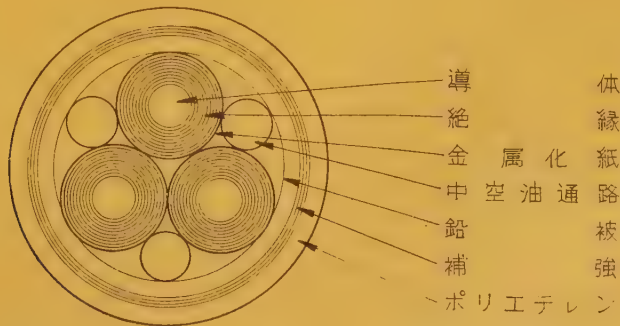
この成績をみますと、なお一層絶縁厚を薄くできるのではないかと考えられます。

(2) 遮蔽テープ 遮蔽層には従来は小孔を多数うがった軟銅テープが使用されてきましたが、孔明き銅テープは比較的高価なものであります。このケーブルでは高価な孔明き銅テープを使用せずに、全然孔をあ

けない安価な金属化紙を使用しております。金属化紙遮蔽は欧州においては古くから使用されており、最近ではわが国でも性能のよいものができて、当社の製造経験においてもこれを使用することに対してなんらの懸念もありません。

(3) 防食層 防食層には従来クロロブレンが使用されてきましたが、その代わりにポリエチレンを使用しております。クロロブレンは材料が高価で、しかも硫化しなければならず工程的にも繁雑であります。ポリエチレンは価格も低廉で硫化工程を必要としません。

ケーブル外装に、このようなプラスチック材料を使用する場合に一般に最も懸念されることは、長期間の荷重変形と管路引きの場合の管路内の凹凸による引裂けであります。しかし、フローの点では実験的にもポリエチレンはケーブルの使用温度範囲ではほとんど問題にならないことが判っており、また管路引きの場合には摩擦係数が他の防食層に比しても最も小である上、引裂けに対しても相当の強度を有することが判ったので、従って管路の管理が妥当であればこの点でもなんら問題がないといえます。



第 1 図 構造断面図

製品
紹介トランジスタ h パラメータ測定器

VTV-53 型

株式会社 横河電機製作所



1. はしがき

トランジスタ h パラメータ測定器 VTV-53 型は電圧電流計法によってトランジスタの低周波 (270 c/s) における電気的特性を示す h パラメータおよびコレクタ、エミッタ両しゃ断電流を迅速かつ正確に直読できる測定器であります。

普通に使用されるトランジスタの場合には、パラメータを選択するダイヤルを切り替えるだけで、測定値が指示計に直接指示されますので、取り扱いが簡単であり、トランジスタを多量に取り扱う工場の品質管理用および研究用測定器として好適であります。

3. 特 長

(1) 電子機械工業会標準 CES ET-71 “トランジスタ試験方法” に適合した測定ができます。

(2) 測定値は大型指示計器に直接指示されます。

(3) ベース接地、エミッタ接地のすべての h パラメータが測定できます。

(4) ただ 1 個のダイヤルを切り替えるだけで各パラメータの測定が行なわれ、普通のトランジスタにおいては倍率を切り替えることなく測定できます。

(5) コレクタ、エミッタ両しゃ断電流も測定できます。

(6) 発振器、増幅器、直流バイアス電源を自蔵していますので取り扱いが簡便です。

(7) 直流バイアス電源は安定化してあります。

3. 規 格

(1) 発振部

発振周波数 270 c/s $\pm 1\%$

発振出力電圧 1 V 以上

ただし出力インピーダンス 100 Ω のとき

(2) 増幅指示部

増幅感度 100 μ V, 270 c/s

バンド幅 $\pm 2\%$ 以内

入力インピーダンス 1 M Ω 以上

S/N 比 入力 100 μ V に対し 30 dB 以上

メータ 電流感度フルスケール 100 μ A

(3) 測定範囲

	ベース接地	エミッタ接地
h_{ie}	10 Ω ~ 1 k Ω	1 k Ω ~ 10 k Ω
h_{fe}	0.1 ~ 10	10 ~ 1,000
h_{re}	10^{-4} ~ 10^{-2}	0.5×10^{-3} ~ 0.1
I_{co}	0.1 μ A ~ 10 μ A	10 μ A ~ 200 μ A
I_{ebo}	0.1 μ A ~ 10 μ A	—
許容差	フルスケール値の 2.5% 以内	フルスケール値の 5% 以内
I_{e0}, I_{e0}	0.1/0.3/1 mA	
許容差	フルスケールの $\pm 1.5\%$ 以内	

(4) 直流バイアス可変範囲

I_{e0} : 0 ~ 1/5 mA (定電流化してあり出力インピーダンス 10 k Ω 以上)

V_{ce} : 0 ~ 10/50 V (0 ~ 10 V のみ定電圧化してあり出力インピーダンス 150 Ω 以内)

(5) 電 源: AC 100 V ± 10 V, 50/60 c/s, 約 50 W

(6) ケースおよびパネル: 金属ケース, 金属パネル

(7) 外形寸法, 重量:

320 \times 500 \times 270 mm, 約 16 kg

(8) 付属品: 測定用ソケット アダプタ 10 個 (トランジスタソケット付)

電源コード 1 本

109 号プラグ (外部計器接続用) 3 個

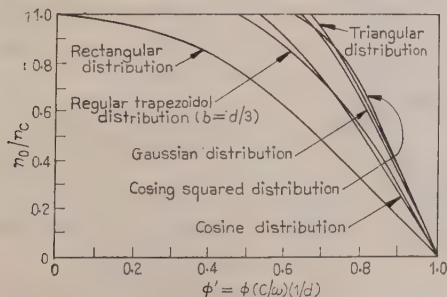
学 界 時 報

- | | | |
|----------------|----------------|----------|
| 1. 教育・研究 | 2. 電気物理および回路理論 | 3. 電気測定 |
| 4. 電子装置 | 5. 電子回路 | 6. 電気機器 |
| 7. 電力 | 8. 照明 | 9. 電気鉄道 |
| 10. 電気通信 | 11. 電気材料 | 12. 電力応用 |
| 13. 自動制御および計算機 | 14. 原子力 | 15. 雑 |

2・384. プラズマ中の電子密度と
分布の測定

Harlin L. Bunn: Determining Electron Density and Distribution in Plasmas. [Electronics, Vol. 34, No. 14, April 7, 1961, p. 71~75]

熱核反応において、プラズマの荷電粒子密度と温度を測定することは重要であるが、Lawrence Radiation Laboratory で開発したマイクロ波干渉によるプラズマ密度と分布の求め方について述べる。まず磁界によって閉じ込められているプラズマの厚さは測定用マイクロ波の波長より大きく、磁界と電界は平行さらにプラズマ密度は均一であると仮定してマクスウェルの方程式を解くと位相定数が得られる。これからプラズマを横切るときのマイクロ波の位相と、プラズマのないときとの差は、プラズマの両側に設けた送受信の両空中線間の距離、マイクロ波周波数およびプラズマ電子振動周波数の関数として求まる。プラズマ電子振動周波数は電子密度の関数であるから、この位相差を測定すると電子密度が得られる。またマイクロ波周波数がプラズマ電子振動周波数と合致すると信号はしゃ断されるから、この値を求めてもよい。さて、プラズマ密度が均一ならば問題ないが、実際は両空中線間である密度分布をもっているから、以上の位相差の関係式は修正されなければならない。いま第1図のように6組の分布関数を仮定し、中心の最高密度 n_0 とマイクロ波周波数がしゃ断周波数となるプラズマ密度を計算し、その値 n_0 との比を規格化された位相係数 ϕ' に対してそれぞれ求めておく。測定は次のように行う。



第1図

まずマイクロ波周波数を調節してプラズマの最高密度でしゃ断する周波数の値を求め、これから n_0 を算出する。次に周波数を増し、マイクロ波ブリッジから測定される位相差を $2\pi N$ とおいたときの N の値を求め、これから ϕ' を計算する。またその周波数に相当するしゃ断プラズマ密度 n_{00} をも算出する。さらに周波数を変えて同様にそのときの値を求め、かくして得られた n_0/n_{00} と ϕ' の関係をまとめ、これを第1図に目盛る。これから図のどの分布関数をもっとも近いかを判定するのである。多くの実験結果では、台形状分布がもっともよく合致した。以上の方法はミサイルの電離された飛跡および電離ガスを満たした導波管から得られる高調波発生器、移相器、スイッチのようなマイクロ波装置の研究にも有効であろう。なお測定回路の詳細についても述べている。(池沢委員, 小林春洋訳)

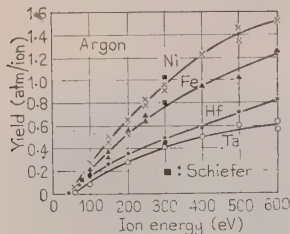
2・385. エネルギー範囲 50~600 eV
の A^+ と Ne^+ による金属の
スパッタリング生成高

Nils Laegreid & G. K. Wehner: Sputtering Yields of Metals for Ar^+ and Ne^+ Ions with Energies from 50 to 600 eV. [J. appl. Phys., Vol. 32, No. 3, March, 1961, p. 365~369]

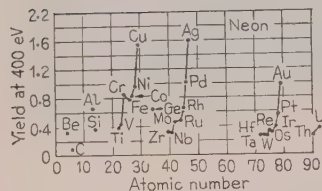
A^+ と Ne^+ による 28 種類の金属のスパッタリングの割合について求めた詳細な実験結果について述べる。測定方法は酸化物陰極を持つデマンタル放電管を用いて、これに直径約 6 mm の球状試料をそう入し、これを Langmuir の負探針として動作させた。したがって、試料を衝撃するイオンは表面に垂直に落下する。陽極に対する試料の近くのプラズマ電位は A で 1~4 V, Ne では約 3~7 V 負であったが、これは実測電圧にくらべ無視されるので、陽極に対する試料の負電位をイオンの加速電圧と考えても大差がない。

またイオン電流密度は主放電電流を調節することによって変えられるが、1~10 mA/cm² の範囲ではスパッタリング割合にはほとんど影響しないことを確かめた。ガス圧は A で 2~5 μ , Ne では約 40 μ と選んだが、この範囲におけるガス圧の影響も無視された。動作中の試料の温度は約 300~500°C と考えられるが、Schiefer の未発表結果と同様にその影響も無視される。

ものと思われる。ある加速電圧のもとでイオン電流をある時間流し、試料の質量の減少量を精密に測定した。これから衝撃する1個のイオンあたりのスパッタリング原子数を算出した。第1図はそのAに対する結果



第 1 図



第 2 図

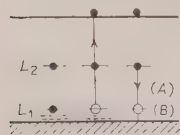
係数によって実際の割合は修正されるべきであるが、あまり正確な値がないので修正していない。

400 eV における各金属のその値を金属の原子量に対してプロットしたところ、第2図の注目すべき関係が得られた。これは A, Hg に対しても同様で、原子の d 殻の充満の増加とともに同一周期をもって非常によく一致しながら増加している。そして Cu, Ag, Au が各最高値を示す。なお同様の実験を Xe^+ と Kr^+ に対して実施中である。(池沢委員, 小林春洋訳)

2.386. 吸収端付近での CdS 形 光伝導体の光伝導度

N. N. Winogradoff: Photoconductivity of CdS-Type Photoconductors in the Vicinity of the Absorption Edge. [J. appl. Phys., Vol. 32, No. 3, March, 1961, p. 506~509]

CdS 形光伝導体には次のような特徴がある。すなわち (1) 大きい量子効率、(2) 赤外線による強いケッチ効果、(3) 吸収端の高エネルギー側で光伝導度が著しく落ちること、などである。(3) についてはこれまで満足な説明がなされていなかった。ここでは CdS 形光伝導体の高い量子効率と赤外線ケッチ効果を用いて



第 1 図

吸収端の高エネルギー側での光伝導度の減少と、この減少が試料の温度に依存していることを定性的に説明できることを提示している。そのため第1図のような2準位モデル

ルを考へて、これらの離散単位が不純物中心に捕獲された正孔の基底準位および励起準位であることを仮定する。単位 L_1 に励起された正孔は基底状態 L_2 に落ちて、[第1図のプロセス(A)] 高い量子効率を保つか、または熱的励起を受けて価電子帯の中の自由な状態すなわちケッチを行える状態になる。[第1図のプロセス(B)] このどちらになるかはフェルミ準位の位置に依存している。

次に吸収係数 α を α_1, α_2 に分けて考える。照射表面から x 、厚さ δx の結晶小板の単位面積あたりに励起正孔の作られる割合は

$$R = I_0 P_1 P_2 \dots \dots \dots (1)$$

で表わされ、 $P_1 = e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x}$ は光子が小板に達する確率、 $P_2 = (1 - e^{-\alpha_1 \delta x})$ は小板中に光子が励起正孔を作る割合、 I_0 は入射光子束である。この励起正孔のうち f だけは熱的に励起され、 $(1 - f)$ の部分が電子をして光電流にあずからせる。表面から x の点の自由電子数 $n(x)$ は再結合が定常状態で $R = \gamma n(x)^P \delta(x)$ にしたがうと仮定すれば $\delta(x) \rightarrow 0$ では

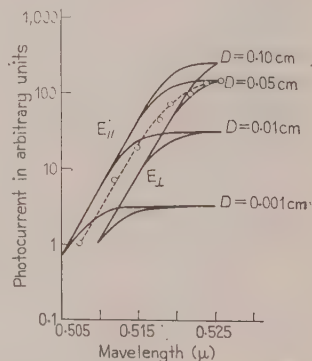
$$n(x) = \left\{ (1-f) I_0 \alpha_1 / \gamma \right\}^{1/P} e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)x/P} \dots \dots \dots (2)$$

となる。 γ は再結合係数、結晶全体で積分すると

$$n = \left[\frac{(1-f) I_0 \alpha_1}{\gamma} \right]^{1/P} \frac{P}{\alpha_1 + \alpha_2} \left[1 - e^{-(\alpha_1 + \alpha_2)D/P} \right] \dots \dots \dots (3)$$

となり、 D は結晶の厚さである。 α_1, α_2 を与えると光電流は $I_0^{1/P}$ に比例する。最大レスポンスより高エネルギー側の波長領域で光電流は正確に $I_0^{1/P}$ に比例し、この波長範囲で P を2と取ることができる。

観測された吸収係数 $(\alpha_1 + \alpha_2)$ は、結晶の c 軸に対する入射光の電気ベクトルの方向によっても変化する。第2図は種々の厚さの結晶について光伝導度の波長依存性を(3)式などを使って計算したものである。ただし、点線は高純度 CdS 単結晶を使って偏りのない光で得られた実験結果である。



第 2 図

以上のような結果から2準位モデルは広い範囲の実験事実とよく一致していると報告している。

(北村委員, 徳丸洋三訳)

2-387. 固体薄膜についての研究

K.M. Greenland: Some Aspects of Research on thin Solid Films. [J. sci. Instrum., Vol. 38, No. 1, Jan., 1961, p. 1~11]

この特別記事は、真空蒸着技術によって作られる光学、電気、磁気、光電気および熱電気素子として用いられる固体フィルムについて、その研究と開発の様相を1,900年の初期から現在にいたる歴史的な歩みとして概観したもので、特にここ1,2年間に発表された固体薄膜の研究をほとんど紹介している。

まず、電子部品としての薄膜については、電気回路部品の小形化のために、Dummer (1959), と Danko, Doxey & McNaul (1959) が研究した第1図のような薄膜2進計数回路を紹介し、キャパシタとしての酸化タンタル薄膜 Berry & Sloan (1959) のきわめて高い絶縁耐圧 ($5 \times 10^5 \text{ V/cm}$) の必要性、高度に安定度を持つ 100 \AA 以下の厚さのニクロム合金の抵抗薄膜 (Dummer (1959), プリント配線のための各種のエッチングなどについて述べている。

磁気薄膜では、方形ループ特性を持たせるために磁

2-388. 硫化カドミウム結晶によるガンマ線検知

J. Franks: Cadmium Sulphide Crystals for Gamma-Ray Detection. [AEI Engng, Vol. 1, No. 2, Feb., 1961, p. 71~75]

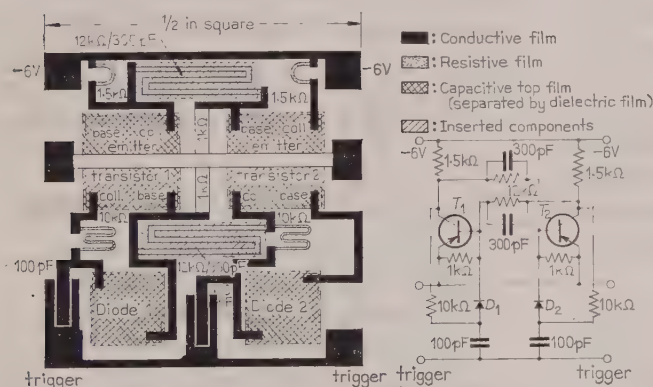
CdS, CdSe など可視から紫外部にかけてすぐれた光検知器として知られているが、これらはガンマ線領域においても充分感度がある。

CdS が緑の光で照射されると、光子1個あたり1対の電子と正孔ができるが、照射する光の量子エネルギーが増すと、1個の光子が数多くの電子対を作る。Co⁶⁰ のガンマ線は 1.2 MeV の量子エネルギーをもち、ほぼ 2×10^5 対の電子対を作ることができる。CdS の光感度を考えると、これは充分実用になる量である。

実験的には、ほぼこの程度の感度が観測されている。すなわち 1 r/min の強さの Co⁶⁰ ガンマ線で照射した CdS 結晶で 1 mm の立方体中に、ガンマ線の吸収率を考えると 7.7×10^3 個の光子が毎秒吸収されることになるが、これに 100 V の電圧を与えてほぼ

$1 \mu\text{A}$ の電流が測定された。これは光伝導セルの利得係数を 10^4 とするとちょうど勘定が合うことになる。利得係数はキャリアのライフタイムを電極間走行時間で割った値 G で、1対の電子が光によってできるとに G 個の電子が電流を運ぶことになる。

上に掲げた $1 \mu\text{A}$ という数字は結晶の成長法、不純物の状態などにより $10^{-4} \mu\text{A}$ から $100 \mu\text{A}$ ぐらいまで変動する。この変動を与えるおもな要素は利得係数 G である。第1図はいろいろな試料のガンマ線に対するレスポンスを示す。感度の悪いものほど



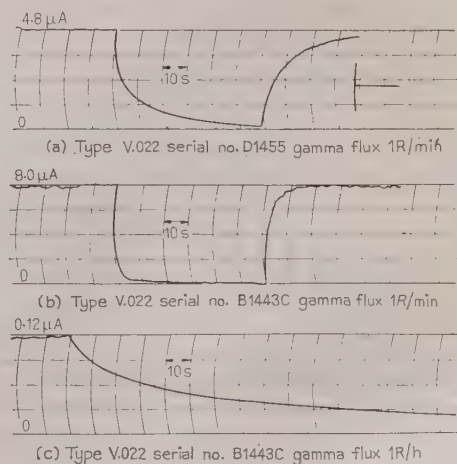
第1図

界をかけながら蒸着する方法 [Blois (1955)] や, Young (1959), Crowe (1957) らの計算機素子としての超伝導薄膜について述べ、光や赤外線検出器用薄膜としては光電導薄膜の残留酸素による影響 [Schwarz (1948)] や、有機薄膜上に金の薄膜をつけ金属薄膜で裏打ちをした応答速度の速いポロメータ、および特性の安定した無機物基板薄膜 [Bennet (1959)]、さらにイメージ受信器、イメージ変換器、光増幅器などへの薄膜の応用 [McGee (1957)]、移相器としての薄膜、多層薄膜の安定した製法などについて述べている。

また、薄膜の結晶生成過程や結晶の構造などについての研究を多くの電子顕微鏡写真を用いて詳細に紹介し、基板物質と薄膜物質との密着性と結合エネルギーについても綿密な文献調査をしている。

薄膜科学の全望を得るのによい論文である。

(北村委員, 片岡照栄訳)



第1図 CdS のガンマ線感度と応答曲線

応答時間も長いのがみえる。

ガンマ線の検知にはガイガ計数管、電離箱などが用いられるが、これらにくらべると CdS 検知器は (1) 狭い部分のガンマ線強度が測定できること、(2) 同じ寸法の電離箱にくらべて $10^3 \sim 10^5$ 倍の電流が得られること、(3) 外部回路が簡単なこと、(4) ガイガ管が飽和するような強い放射線を測れること、などの長所があるが、一方、応答速度はガイガ管にくらべてはるかに遅く、急激に時間的に変化するガンマ線量を追いつけることはできない。(鳩山委員)

2-389. Cs 熱電子コンバータの $V-I$ 特性の解析

E. N. Carabateas, et al.: Interpretation of Experimental Characteristics of Cesium Thermionic Converters. [J. appl. Phys., Vol. 32, No. 3, March, 1961, p. 352~358]

Collision-free type (a), Sheath type (b) のコンバータの出力電圧 (V_1, V_2) はそれぞれ

$$V_1 = \phi_E - \phi_C \dots\dots\dots (1)$$

$$V_2 = \phi_E - \phi_C - V_E + V_C - IR \dots\dots\dots (2)$$

ϕ : 仕事関数, V : Sheath 電圧, IR : プラズマ両 Sheath 間の電圧降下

で与えられる。コレクタが充分冷却され、 ϕ_C が Cs monolayer の仕事関数に等しいと考えれば、type (a) では (1) 式、 $V-I$ 曲線、ならびに Richardson の式からエミッタ温度 T_E が直ちに求められる。また type (b) でプラズマが一樣であり、エミッタ側のイオン流が無視できるならば

$$I = I_s - I_e e^{-V_E/kT_e} \dots\dots\dots (3a)$$

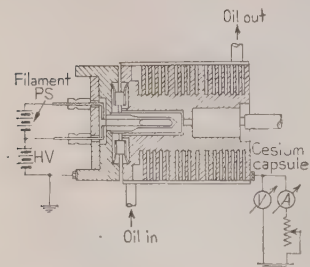
$$I = I_e e^{-V_C/kT_e} - I_p \dots\dots\dots (3b)$$

I_s : エミッタ飽和電流, I_e, I_p : 不規則電子、イオン流

$I_p \ll I$ のとき $\psi = (I_s - I)/I$ とすれば (2), (3) 式より (ただし、 IR 項は無視)

$$\ln \psi = (V/kT) - [(\phi_E - \phi_C)/kT_e] \dots\dots\dots (4)$$

V に対する T_e 変化を無視して、 $\ln \psi - V$ 直線のこう配から T_e が得られ、さらに Richardson の式から T_E が算出される。第 1 図の 150 W Cs コンバータを用いて二三の実験データからこれらの数値を求めると、たとえば第 2 図、第 3 図より $\phi_E = 3.76$ V, $T_E = 2,300^\circ\text{K}$, $T_e = 9,000^\circ\text{K}$ (ただ



第 1 図 Cs コンバータ

し、 $\phi_C = 1.81$ V)

が得られる。この T_E は熱平衡式から求めた値とよく一致はするが直接測定値は不明であり、そのうえ実験のプロット数が少なく I_s の推定が不確実である。そこで Thermo Electron Eng. Co. の Dr. P. Broosen らの行った実験データ (Parallel-plate Converter) をこの方法で解析検討したところ、その $V-I$ 特性から $T_e = 3,070^\circ\text{K}$, $\phi_E = 2.89$ V, $T_E = 1,880^\circ\text{K}$ の値が得られた。光高温計による $T_E (=1,900^\circ\text{K} \pm 100^\circ\text{K})$ とよい相関を示す。

Cs 圧のより高い、また電流密度のより大きな場合にもこれが適用できるかどうかは今後の検討を待たなければならないにしても、本実験の解析における一様なプラズマ、 IR 降下の無視という仮定は一応妥当と思われる。(鳩山委員、山田六郎訳)

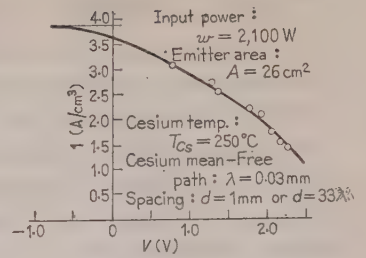
2-390. シリコンのエサキ接合の過剰電流

A. G. Chynoweth, W. L. Feldmann & R. A. Logan: Excess Tunnel Current in Silicon Esaki Junctions. [Phys. Rev., Vol. 121, No. 3, Feb. 1, 1961, p. 684~694]

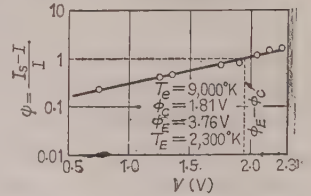
エサキ接合に、小さいバイアスのときはトンネルによる大きい電流が流れ、大きいバイアスのときは普通の正方向の注入による電流、この中間では過剰電流が流れる。この電流はヤジマ、エサキらによる禁止帯のエネルギー状態を通して、トンネルが行えるというメカニズムにより説明される。第 1 図のように伝導帯 C からレベル A に移り、充満帯 V に落ちるのと、 C から B へ落ちて V へトンネルするのと、また $CABV$, 第 4 として、 C から V へ直接にトンネルが考えられる。この論文では 2 番目のが一番適当であるとして扱っている。

そして、この電流は次のように表わせる。

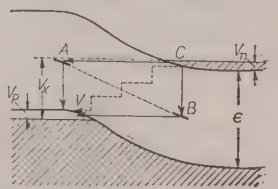
$$I_x \sim D_x \exp \left\{ -(\alpha_x W_1 e^{1/2}/2) \times [\epsilon - eV_x + 0.6 e(V_n + V_p)] \right\}$$



第 2 図 $V-I$ 曲線



第 3 図 $\phi - V$ プロット

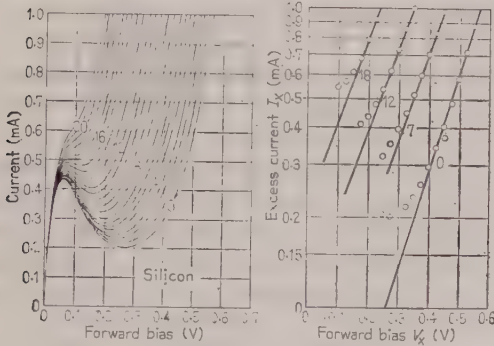


第 1 図

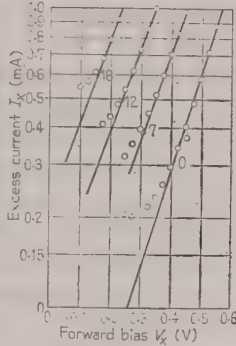
D_x : 正方向のバイアス V_x のときの禁止帯の中の状態密度, V_n, V_p : N側とP側のフェルミエネルギー, ϵ : 禁止帯の幅, W_1 : 接合の幅, α_x : 定数

これを確認するために、次の四つのことを調べた。

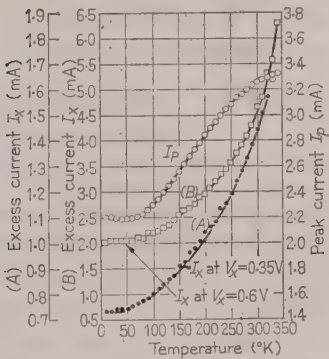
(i) 第2図に 800 keV の電子照射によるエサキダイオードの特性の変化を示す。0は照射前、1~21はそれぞれの照射の段階を表わす。第3図のどの D_x に対してもこの配が変わらないことがわかる。(ii) また第3図より I_x が V_x に対して、一次であることが知れる。(iii) 第4図にピーク電流と I_x の温度依存を示す。Si では音子が大きく関係するので、ピーク電流は Ge と異なり、S 字形の曲線になる。 I_x と ϵ の曲線は、第5図のように V_x が変化してもこの配



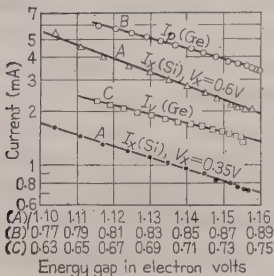
第 2 図



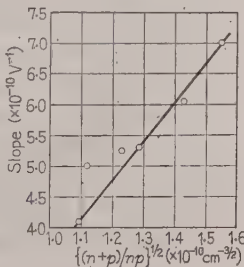
第 3 図



第 4 図



第 5 図



第 6 図

$(-\alpha_x W_1 e^{1/2}/2)$ は一定である。(iv) 接合の幅を変えて、過剰電流のこの配 (V_x に対する) を $[(p+n)/pn]^{1/2}$ に対して (p : アクセプタ, n : ドナーの数) 第6図に示す。このこの配も一定で過剰電流の式に合う。

(鳩山委員, 安藤桂一訳)

2.391. エサキダイオードのトンネル電流

Clayton Wilson Bates, Jr.: Tunneling Current in Esaki Diodes. [Phys. Rev., Vol. 121, No. 4, Feb. 15, 1961, 1070~1071]

エサキの論文によれば、薄い P-N 接合の電流は、正方向に小さいバイアスをかけたとき、次式となる。

$$I = I_{c \rightarrow v} - I_{v \rightarrow c} = A \int_{E_c}^{E_v} \{ f_c(E) - f_v(E) \} Z \rho_c(E) \rho_v(E) dE \quad (1)$$

$f_c(E)$ と $f_v(E)$: Fermi-Dirac 分布関数,
 $Z = Z_{c \rightarrow v} = Z_{v \rightarrow c}$: 禁止帯をとり抜ける確率, ρ_c と ρ_v : 伝導帯と充満帯におけるエネルギーレベルの密度, A : 定数

Z は、この場合のバイアス電圧の範囲で一定とし、エネルギー帯が放物線であると仮定すると

$$I = A' \int_{E_c}^{E_v} \{ f_c(E) - f_v(E) \} (E - E_c)^{1/2} (E_v - E)^{1/2} dE \quad (2)$$

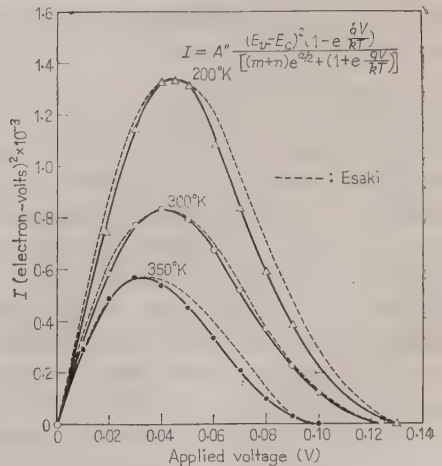
これは積分可能でないで、ある仮定を入れて、広い温度範囲で正しい簡単な式を得た。

$E - E_c / E_v - E_c = y$ において

$$I = A' (E_v - E_c)^2 (1 - e^{qV/kT}) \int_0^1 \frac{y^{1/2} (1-y)^{1/2} dy}{m e^{ay} + n e^{a(1-y)} + \kappa} \quad (3)$$

$$m = e^{-(\xi_c - E_c)/kT}, \quad n = e^{-(E_v - \xi_v)/kT}$$

$$a = (E_v - E_c)/kT, \quad \kappa = (1 + e^{qV/kT})$$



第 1 図 エサキの I - V 曲線と (5) 式によるものとの比較

次に $y = \cos^2 \varphi$ とおくと

$$I = -A' (E_v - E_c)^2 (1 - e^{qV/kT}) e^{-a/2} \times \int_0^\pi \frac{\sin^2 \varphi d\varphi}{m e^{(a/2) \cos \varphi} + n e^{-(a/2) \cos \varphi} - \kappa'} \dots (4)$$

$$\kappa' = \kappa e^{-a/2}$$

ここで, $(\xi_c - E_c) \sim 2kT$, $(E_v - \xi_v) \sim 2kT$ という仮定をすれば, m と n は約 0.1, $a \leq 10$. 第一近似で

$$I = -A'' \frac{(E_v - E_c)^2 (1 - e^{qV/kT})}{[m+n] e^{a/2} + [1 + e^{qV/kT}]} \dots (5)$$

という式が得られる。

エサキの論文の数値積分による結果 ($N: 10^{19} \text{cm}^{-3}$, $P: 1.6 \times 10^{19} \text{cm}^{-3}$ の接合) と, (5) 式による結果を第 1 図において比較する。 A'' は I_{max} の値が一致するように決めた。二つの曲線は非常によく一致し, I_{max} の位置は特にぴったりである。

(鳩山委員, 安藤圭一訳)

2-392. 半導体中の加剰 キャリアの減衰 (II)

K. C. Nomura & J. S. Blakemore: Decay of Excess Carriers in Semiconductors, II. [Phys. Rev., Vol. 121, No. 3, Feb. 1, 1961, p. 734~740]

過剰キャリアの形成, 持続および減衰の機構は 1 階の二元連立微分方程式で与えられる。このキャリアの減衰方程式を解くにあたって, トラップの機能を次のように分類している。

(I) 真性エネルギー準位を基準として, トラップ準位が平衡フェルミ準位と同じ側にある場合。

(II) 真性エネルギー準位を基準として, トラップ準位が平衡フェルミ準位と反対側にある場合。

(I) についてはすでに著者*により紹介されており, したがって本論文では (II) に主眼点において理論を展開している。トラップ現象を解析するには次式で示される r を用いると便利である。

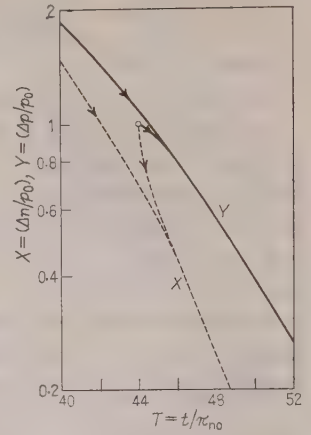
$$r = \lim_{x \rightarrow 0, y > 0} \left(\frac{x}{y} \right) - \frac{dx}{dy} \Big|_{x=0, y=0}$$

ここで $x = \Delta n/p_0$, $y = \Delta p/p_0$, である。この値が 1 であれば, トラップが存在しないことを意味する。実際の現象では, この値はめったに 1 になることはない。

P 形半導体において, (II) の条件のもとでは, トラップ準位はフェルミ準位より高い位置にある。したがって, 過剰キャリアが発生すると, 電子は直ちに捕そくされるが, 正孔は電子が捕そくされるまで捕そくされえない。これは減衰の初期の過程における x と y の不同を生ずる原因となる。第 1 図は過剰電子および正孔の初期の減衰過程を $N = N_i/p_0 = 0.5$, $\gamma = \tau_{n0}/\tau_{p0} = 0.1$, $a = n_i/p_0 = 0.02$, として求めた結果であって, 初期条件 $t = 44\tau_{n0}$ で, $y = x = 1$ より出発した電子と正孔の減衰曲線がそれより早い時間与えられ, 初期

条件 ($x = y = 1$) を有する曲線との合体の様子が示されている。

減衰の最後の段階では x/y の値は, ある一定値に収束する。この場合, (II) の条件のもとでは電子の捕そくの次の過程として (a) 正孔の捕そく, (b) 電子の放出が許される。したがって, トラップの状態は正孔の捕そくに対する電子の放出の割合 $a/\gamma(1+y)$ により定まる。すな



第 1 図

わち, 正孔密度が大きい場合を除けば, “瞬時的なトラップ”と“永久的なトラップ”の境界は $a = \gamma$ となる。また, トラップ準位が $a > \gamma$, いいかえれば, トラップ準位が導電帯に接近していれば, 非常に瞬時的なトラップとなる。すなわち $a > \gamma$ では, トラップはまず電子を捕そくし, 正孔を捕そくして消滅する前に, 何回か電子の捕そく再放出の過程をくり返す。特に $\gamma \ll 1$ であるような半導体では非常に非対称なトラップを生ずる。

(北村委員, 館野 博訳)

*文献 K. C. Nomura & J. S. Blakemore; Phys. Rev. 112, 1607 (1958)

3-393. 電力の精密測定ならびに 特殊領域における測定

Werner Philipp: Die elektrische Leistungsmessung auf Präzisionsgrundlage und in speziellen Gebieten. [Arch. tech. Messen, Lief. 300, Jan., 1961, S. 23~24]

精密電力計, 交直流比較器, 高周波電力計および制御関係など特殊な電力測定について, 最近の文献を参照しつつ総括的に述べてある。精密電力計では従来の形式の改良とか高度化が行われている。目新しいものとしては微小電力の精密測定用リミットワットメータ, 電流, 電圧, 電力を測定できるトルク平衡式電流計および電流計形の比率計などを指摘している。つり線式光示形計器では少なくとも 0.1 級が可能であるが, さらに測定機構の小形化, 耐過負荷性, 損失の微小化および高感度化などが要求される。しかしこれらは互に相反する性質をもっているため, 特にこの方面の研究に主力をそそぐことを強調している。つり線式光示形では振れ角度が小さいので, 目盛が割合に均等でまた読取り視差のないのが特長である。しかしトルクが一般に小さいため, 静電トルクの影響が大きく静電しゃへいの必要を認めている。電力計の校正試験については数点について目盛校正を行い図式的内そう法に

より決定する方法などを示している。

次に交直流比較器について述べてある。一般に電力の精密測定は平衡法によって行われ、交流量と直流量を適当な変換機構によって平衡させるものである。例を述べると、電流計形の光電式自動平衡法、1個の電流計に交直流を同時に流し、交流量を直接直流量と平衡させるようにして、電流計機構自身を零検出器として使用したものがある。また、2組の電流計機構をもつ比較器もある。精度は 10^{-4} が得られる。また、交流電位差計と称して、基準量と測定量とを実効分、無効分に別けておのおのを比較するものがあり、 $\pm 0.1\%$ の精度で $1\text{mVA} \sim 2\text{kVA}$ が測定できる。

電流計形計器では 10kc 以上の測定は困難で、それ以上に対しては熱現象を利用したものがおもである。たとえばサーミスタを使用して $10\text{Mc} \sim 12.4\text{Gc}$ まで測定できるものがある。

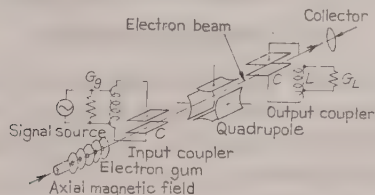
制御関係で、たとえば電力などを長時間平均として一定に保つことを要求し、短時間精度はそれほど要求しない場合がある。このような場合には積算測定装置が使用される。すなわち所定の測定期間における電力の変動分を積算してこれを零にするよう制御するものである。最後にホール効果を利用した電子式有効電力変換器について一言触れている。全部で 32 の参考文献をあげている。

(柿沼委員, 楠井昭二訳)

4-394. 200 Mc 帯における電子ビーム パラメトリック増幅器

G. O. Chalk: An Electron-Beam Parametric Amplifier for the 200 Mc Region. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 108, Pt. B, No. 37, Jan., 1961, p. 125~132]

電子ビームを用いた Adler 形パラメトリック増幅器を 200 Mc 帯において設計し、あわせて試作管の実験結果を述べている。この球の基本的な構造は第1図に示すように、数枚の陽極からなる Gun, 2枚の平行平板電極を C としコイルを L として 200 Mc の共振器を構成した Input coupler, 4枚の電極よりなる Quadrupole, Input coupler と全く等しい構造の Output coupler およびコレクタよりなり、それらの中心軸に沿って 200 Mc のサイクロトロン周波数を得るべく $7.2 \times 10^{-4} \text{Wb/m}^2$ の磁界をかけて、直径 0.04 in,



第1図 電子ビームパラメトリック
増幅器の構造

電流 $40\mu\text{A}$, 加速電圧 6V の電子ビームを 99% の透過率で通す。サイクロトロン周波数で回転する電子は Input coupler の2枚の平行平板電極(長さ 1.6cm , ギャップ 0.08in) 間に加えられた信号周波電界によりその運動エネルギーを増大させ、適当な電子ビームコンダクタンス ($3.3 \times 10^{-4}\text{u}$) にてもっとも損失少なく信号電力を吸収し、Quadrupole においては 400Mc の π モード励振のポンプ電圧により信号およびアイドラ ポンプ周波数-信号周波数) のパラメトリック増幅を行い、それらは Output coupler から外部回路に取り出される。電子ビーム中の雑音は、電源入力アドミタンスに対する電子ビームとの整合により最小となり、きわめて低雑音特性となる。設計にあたっては、低雑音特性を得るために、入出力回路の損失を少なくし、電子ビームコンダクタンスを高くするようにし、高利得を得るために電子ビーム走行時間を永くとるべく加速電圧をきわめて低くしている。ポンプ電力を加えない状態において Input, Output coupler の特性を調べ、中心周波数で約 1dB のそう入損と、 10% の帯域幅を得ている。ポンプ電力 0.5mW で 0dB , 2mW で 10dB , 4.5mW で 20dB の利得が同じ帯域幅で得られるが、利得とともに回路に電子ビームの分流があらわれ、雑音指数もそれに応じて悪くなる。最低の NF は両側帯波受信において 1.6dB , (入力回路および線路損 0.5dB を含む) 20dB 利得において $NF 2.1\text{dB}$ (帯域 6%) を得ている。なお飽和電力は約 -20dBm となっている。

(池沢委員, 松岡 徹訳)

4-395. MgO 冷陰極からの エミッション

H. N. Daglish: Electron Emission from Cold Magnesium Oxide. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 108, Pt. B, No. 37, Jan., 1961, p. 103~110]

適当な条件を選べば、酸化マグネシウム冷陰極が真空管のエミッタとして使える。著者はこの陰極の製法およびエミッションと電圧、温度などの関係について実験した。

初期の実験では、スモーク法で陰極を造ったが、被覆厚の制御が困難なので、のちの実験では吹付け法にたよった。マグネシウムの酸化物、過酸化物、蓚酸塩、炭酸塩の 2~3 種の混合物を有機溶剤とともに純ニッケルスリーブ上に吹き付ける。被覆厚および被覆量はそれぞれ $60 \sim 80\mu$ および $2 \sim 3\text{mg/cm}^2$ が最適である。

排気スケジュールを示すと、まず $10^{-5} \sim 10^{-6}\text{mmHg}$ まで排気したのち、 350°C で 1h ベーキングする。拡散ポンプを冷却し自然に圧力を $40\mu\text{Hg}$ まで上昇させ、 850°C で 2min 陰極を加熱し陰極物質を分解する。空気を導入して圧力を $50 \sim 60\text{mmHg}$ にし、 700

℃で5min陰極を酸化する。次に 10^{-6} mmHgまで再排気し、350℃で20minベーキングを行う。620℃で5min陰極のガス出しを行い、ゲッタを飛ばしてシールする。陰極酸化の目的は遊離炭素および有機物をガスに変えることと、酸化マグネシウムを過酸化状態にすることにある。

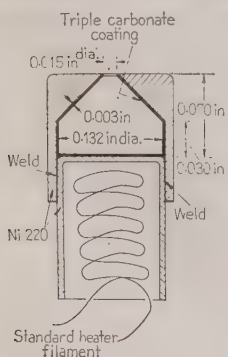
陰極と陽極との間に電圧をかけただけでは電流は流れない。紫外線、テスラーコイルによる放電、電子衝撃などで陰極を刺激して一次電子を作り出すと、エミッションが出る。冷陰極は動作中、普通青いけい光を放つが、陰極の製法などにより紫色あるいは赤色になる。被覆厚が20~30 μ でしかも酸化工程を欠いた陰極では、多くの場合けい光が点状でかつ雑音が多い。安定な陰極ではけい光が光学顕微鏡的に比較的均一で、低電流密度ではけい光のちらつきと移動がない。寿命試験によるエミッションの減衰は小さく、0.2 mA/cm²以下ではその減衰は無視できる。陰極の活性度はガスによって影響を受ける。酸素ガスは陰極を活性化し、炭酸ガスと水は多少活性化するが、ガス圧が 10^{-6} mmHgになるとエミッションが止る。200 μ A/cm²以下では、エミッションは陽極電圧のエクスポネンシャルに比例し、陰極温度が高いほどエミッションも大きい。400℃付近になるとエミッションが不安定となる。瞬間的に取り出せる電流は300 mA/cm²である。エネルギー分布は200,000°Kで放出される熱電子のマクスウェル分布に近い。

(池沢委員, 板津昌且訳)

4-396. ミニアチュアホローカソードからのエミッション

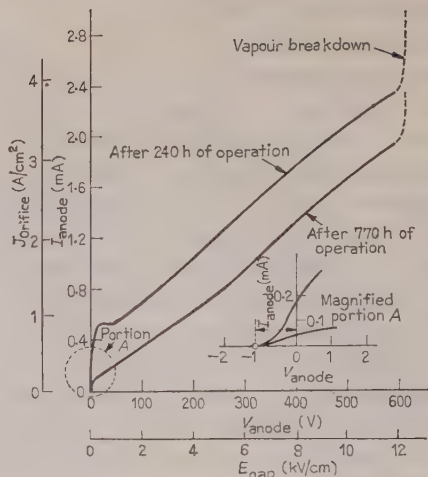
A. Sandor: Emission from Miniature Hollow Cathodes. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 108, Pt. B, No. 37, Jan., 1961, p. 90~96]

第1図に示すミニアチュアホローカソードを作り、キャビティ内壁に従来どおりのBa-Sr-Ca炭酸塩を塗



第1図 Miniature hollow cathode

り、一般的な方法で分解、活性化を進め、エミッションの検討を行った。この陰極は、内壁全面積が0.273 cm²で、6.3 V-0.6 Aのテレビブラウン管用ヒータを使用し、キャップの輝度温度を850℃(真正温度920℃)にするには9 Wが必要である。オリフィスの径はエミッション電流と面積の小さい実際上のエミッタの間でもっとも適当と考えられるように選んだ。活



第2図

性が終ると、酸化物の蒸着によりオリフィスの縁に沿って0.002 inの幅で薄い白い結晶が付着し、ライフテスト中そのままで残っている。したがって以下オリフィスの径は0.011 inとして考えている。第2図は、距離0.04 inの位置に直径0.04 inの穴のあいたNi陽極を置いて測定した二極管特性である。240 hまでは上の曲線、それ以後は下の曲線に移動する。低電圧における特性は拡大図に示すように3/2乗則にしたがい、一度肩特性を示し、この点から12 kV/cmの電界強度に達するまで陽極電圧に対して直線的に増加し、そこでガス放電を起す。これはキャビティの温度

が上がり酸化物の蒸気圧が増加するためである。この陰極は850℃で約800 h 7 A/cm²の電流が取れ、次いで漸減し始めるが1,600 hではまだ3 A/cm²を保っている。この減少のおもな原因は陽イオンによる破壊と考えるべきである。

さらに著者は、オリフィスの形状、内面塗布の面積などを変えた場合のエミッション、ブリッドコントロールを行った場合の特性を検討し、実用化に際しては、格子は正電位でコントロールすること、進行波管のホロービームを作るに有利であること、また極端に小さいスポットや電流密度の大きい細いビームを取

ことはできそうもないと結論している。

(池沢委員, 黒岩 典訳)

4-397. 円形電子ビーム発生装置における陰極電流密度の限界

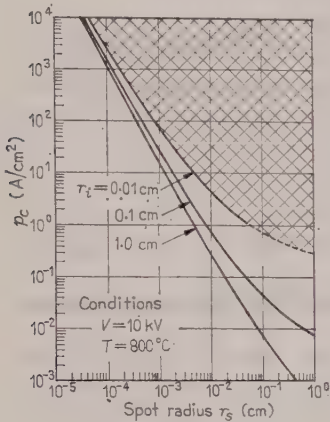
Hilary Moss: The Cathode Loading Limit in Circular Beam Electron Devices. [J. Brit. Instn Radio Engrs, Vol. 21, No. 1, Jan., 1961, p. 35~39]

回転対称の電子銃をもつ陰極線管などにおける像の分解能が、電子のエネルギー分布や電流密度すなわち

空間電荷によって影響を受けることは早くから知られ、解析も行われてきたが、これらの効果は別々に分析されただけで両現象を総合した厳密な取り扱いはまだ発表されていない。電子のエネルギー分布と空間電荷効果を同時に考えることの極度の複雑さと、実際の陰極線管ではどちらか一方の効果が優勢である場合が多いことから、これで充分のようにも思われるが、おのおのの効果が一つのシステムの中でつながり合っている条件においては総合的考察がぜひ必要になる。

ここでは空間電荷効果の部分の解としてもっとも進んでいると思われる Schwartz の関係を用い、最大電

流密度については電子のエネルギー分布効果に関する Langmuir の理論値に等しいと仮定して、陰極における電流密度とスクリーンでのスポットの最小半径との関係の導いている。すなわち、空間電荷効果を考えたとき、入射電子ビームの半径 r_i で正規化した、全電流 I 、加速電圧 V 、電子走行距離 Z とスポット径 r_s との関係は Schwartz より与えられているので、Langmuir の式を使って I と Z と r_i を陰極における電流密度 ρ_c と r_s で表わし、結局、 V と r_i をパラメータとして ρ_c と r_s との関係を第 1 図に示す。



第 1 図

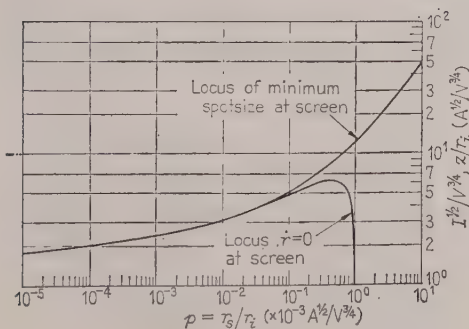
ームの半径 r_i で正規化した、全電流 I 、加速電圧 V 、電子走行距離 Z とスポット径 r_s との関係は Schwartz より与えられているので、Langmuir の式を使って I と Z と r_i を陰極における電流密度 ρ_c と r_s で表わし、結局、 V と r_i をパラメータとして ρ_c と r_s との関係を第 1 図に示す。

式で示すと第 2 図の Schwartz の解

$$\frac{I^{1/2} Z}{V^{3/4} r_i} = f\left(\frac{r_s}{r_i}\right)$$

が変換されて

$$\sqrt{\frac{\pi e}{KT}} \sqrt{\frac{\rho_c}{V^{1/2}}} r_s = f\left(\frac{r_s}{r_i}\right)$$



第 2 図

となる。

電圧は 4 乗根ではいっているのであまりきかない。テレビ用ブラウン管では $r_s = 0.4 \text{ mm}$ ぐらいとして、 10 kV の加速電圧で 0.1 A/cm^2 というかなり小さい値の陰極電流をとるだけで空間電荷によるスポットぼけが生ずることが、この第 1 図から予想され、実際に輝度を上げたとき瞬間電流数 A/cm^2 も流していることを考え合わせると、そのときのスポット径の増大のかなりの部分はスクリーンにおけるクーロン力による相互反発が原因しているともとれる。

なお、本解析では、最大電流密度は Langmuir の理論値に達するものとし、クロスオーバーで起りうる空間電荷効果も無視している。

(池沢委員, 小林英樹訳)

4.398. 低雑音進行波管の最小雑音指数に関する理論

K. B. Niclas: Beitrag zur Theorie der minimalen Rauschzahl von rauscharmen Wanderfeldröhren. [Arch. elekt. Übertragung, Band 15, Heft 2, Feb., 1961, S. 101 ~107]

低雑音進行波管の最小雑音指数およびそれを導く条件の一般形について論じている。

図示したように連続して設けられた電極を有する電子銃系において、電子ビームに沿う電位こう配を適当に選択することにより、進行波管の雑音指数を最小にすることができる。電子ビーム上の空間電荷波の伝搬を伝送線路上の電波の伝搬に置換し、電子銃系を二極管領域、変換領域および位相変換領域に分割し、それぞれの領域の伝送特性を四端子定数 A, B, C および D で表わす。雑音源として電位最小面における速度および電流変動を考え、両者の間には相関性が無いとすると、最小の Excess noise $F_{z, \min}$ は

$$F_{z, \min} = \frac{\sqrt{4QC}}{2kT_0\Delta f} |U_1 - |I_1|| \times \sqrt{(|\alpha|^2 + |\beta|^2)^2 - |\alpha^2 + \beta^2|^2}$$

このとき電子銃系が満足すべき条件は

$$\tan 2\phi_{\text{opt}} = -\frac{F_{zu}\sin\gamma_1 + F_{zi}\sin\gamma_2}{F_{zu}\cos\gamma_1 + F_{zi}\cos\gamma_2},$$

$$\frac{4F_{zu}F_{zi}}{(F_{zu} + F_{zi})^2} \sin^2(\alpha_1 - \alpha_2) = 1 - \left(\frac{|\alpha^2 + \beta^2|}{|\alpha|^2 + |\beta|^2}\right)^2.$$

ただし、

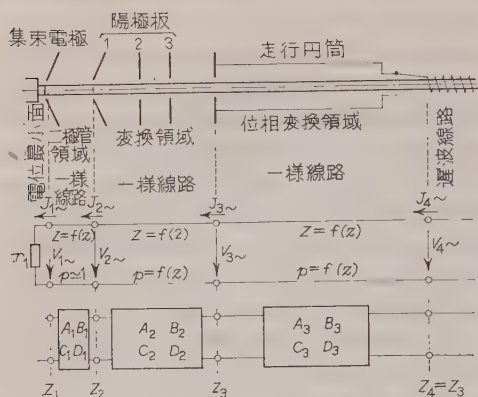
$$F_{zu} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{4QC}}{2Z_4 k T_0 \Delta f} \tilde{U}_1^2 \left[\frac{\cos\alpha_2}{B_{12}} \frac{Z_3/Z_1}{\sin(\alpha_1 - \alpha_2)} \right]^2,$$

$$F_{zi} = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{4QC}}{2Z_4 k T_0 \Delta f} Z_1^2 \tilde{I}_1^2 \left(\frac{B_{12}}{\cos\alpha_2} \right)^2$$

$$\gamma_1 = 2\alpha_1 - \phi, \quad \gamma_2 = 2\alpha_2 - \phi,$$

$$\alpha = \delta_2 + \delta_3, \quad \beta = (\delta_2\delta_3 - 4QC)/\sqrt{4QC}$$

$$\tan\alpha_1 = Z_3C_{12}/Z_1A_{12}, \quad \tan\alpha_2 = -Z_3D_{12}/Z_1B_{12}.$$



第 1 図 低雑音電子系の機能領域

$$\tan \varphi = (\alpha\beta^* + \alpha^*\beta) / (|\alpha|^2 - |\beta|^2)$$

QC, δ : Pierce の進行波管パラメータ, ϕ_{opt} :

最適走行長, \bar{U}_1^2 , \bar{I}_1^2 : 電位最小面における

二乗平均のカイネティック電圧および雑音電

流, Z : 電子ビームの特性インピーダンス,

k : ボルツマン定数, T_0 : 室温, Δf : 帯域幅

で表わせる。この条件は従来にもっとも一般的な場合のものであって、最小雑音指数を満足する可能性が多数存在することを示している。また、雑音最小の条件を満足させることなしに電位最小面における二乗平均の雑音電圧と雑音電流の積を得る測定方法も述べている。

無損失線に対して、 I^2 を電流雑音低減係数、 T_k を陰極温度とすると、 $F_{z, \min} = I^2 \sqrt{4 - \pi T_k / T_0}$ となり、 $I^2 = 1$ 、 $T_k = 1,000^\circ\text{K}$ と仮定すると $F_{z, \min} = 3.2$ を得る。試作管を作り 3 Gc 帯で測定を行った結果、 $F_{z, \min} = 3.1$ が得られ、理論とよく一致した。

(池沢委員, 大類隆三訳)

4.399. 超高真空測定用熱陰極マグネトロニオンゲージ

J. M. Lafferty: Hot-Cathode Magnetron Ionization Gauge for the Measurement of Ultrahigh Vacua. [J. appl. Phys., Vol. 32, No. 3, March, 1961, p. 424~434]

熱陰極を装着したマグネトロニオン形のイオンゲージを試作して超高真空の測定に適用した。このゲージは円筒形陽極と 2 個の端板をその両端にもっている。

エレクトロンの漏れを防止するために前記端板には陰極に対して負の電位が与えられている。カットオフ磁界の 2.5 倍すなわち 250 Oe の磁界、および 300 V の陽極電圧が印加される。イオン電流は前述の端板に集められる。陰極からの正イオン放射は、ヘアピンフィラメントを円筒形陽極の軸上に配置し、負電位のイオンコレクタから離して組み立てることにより抑制されている。動作を安定にし、高エネルギーの電子に

よりイオン電流が圧縮されることを防ぐために、 $10^{-6} \sim 10^{-9} \text{A}$ の微小放射電流が使われる。このことはイオン電流と X 線光電流との比を大きくするためにもよい。感度係数と X 線光電流の測定結果、このゲージは $4 \times 10^{-14} \text{mmHg}$ の圧力まで直線的である。その感度係数は 0.013 A/mmHg にして、測定しうる最低圧力はイオン電流を測定する計器の感度により限定される。ゲージの感度は 0.1 A/mmHg まで増加させることができ、また 10^{-13}mmHg まで直線性を与えられる。このことは 10^{-14}A の電流を測定できる簡単なエレクトロメータにより、 10^{-13}mmHg の圧力を測定することを可能にする。

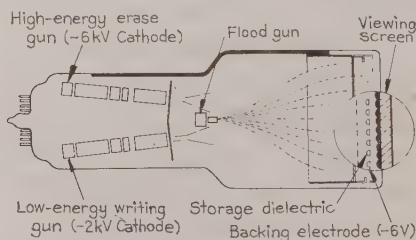
このゲージの有する排気速度 (計算) は酸素に対してわずか 0.02 l/s にすぎず、また通例のゲージが有する排気速度の約 10% である。この原因はフィラメントの動作温度が低いためである。電離による排気速度は実測され、 0.003 l/s であることがわかった。本ゲージの外容器はセラミックで作られた。しかしながら、この外容器のヘリウムに対する透過率は測定しなかった。(池沢委員, 中谷忠雄訳)

4.400. 選択消去の可能な直視形蓄積管

N. H. Lehrer: Selective Erasure and Non-storage Writing in Direct-View Halftone Storage Tubes. [Proc. Inst. Radio Engrs, Vol. 49, No. 3, March, 1961, p. 567~573]

蓄積された像を必要に応じて部分的に消去できる新しい蓄積管が開発された。これまでの直視形蓄積管は消去動作に際して、蓄積像全体を一度に消去することしかできなかったが、この蓄積管は、絶縁物蓄積膜の二次電子放出現象と電子衝撃による導電効果 (Bombardment induced conductivity) とを使いわけることにより、蓄積像を部分的に消去したり、蓄積像に重ねて蓄積効果を伴わない掃引を行ったり、従来の蓄積管にみられなかった性能をもっている。

発表された蓄積管は 5 インチ形で第 1 図の断面図で見られるとおり、記録銃を 2 本備えている。蓄積膜に特殊な物質を使用しているため、2 kV で加速された記録ビームで掃引すると、蓄積膜の二次電子放出により正に荷電して、通常の蓄積記録効果を生ずる一方、6 kV で加速されたビームで掃引すると、蓄積膜に電



第 1 図

子衝撃による導電性を生じて、蓄積電荷を放電するので“選択消去”を行うことができる。また、ちょうど 5 kV で掃引すると、両者がつり合って記録も消去もしない状態になる。つまり、描かれた蓄積像に重ね合わせて、普通のブラウン管と同様の掃引を行わせることができる。また、スクリーン全面に記録した状態、すなわち全面発光の状態にしておいて、6 kV 加速のビームを用いれば、いわゆる“Black in white”の記録ができるが、高エネルギービームを用いるので解像度がよく、2 倍以上の解像度 (100~120 本/in) が得られる。(記録速度は 3 分の 1 程度になる) 2 本の記録銃 (うち 1 本は消去銃と呼ばれている) は上記の三つのモードを使い分けるために使用する。その他の性能は、普通の中間調表示直視形蓄積管と変わらない。この蓄積管を用いると、たとえばレーダ像のうち地形などの動かない像を蓄積しておき、航空機などの動く像を非蓄積のモードで描かせることができる。また、テレビ像などで消去ビームを記録ビームに先行させることにより、明るい像が得られる。

(池沢委員, 高山寿夫訳)

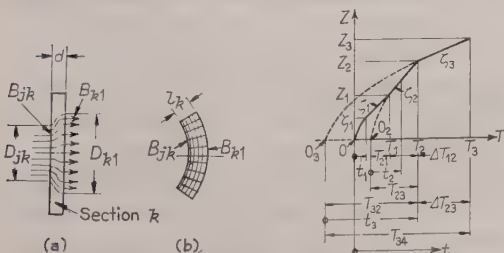
4.401. 半導体装置の過渡熱インピーダンス

E. I. Diebold & W. Luft: Transient Thermal Impedance of Semiconductor Devices. [Commun. and Electronics, No. 52, Jan., 1961, p. 719~726]

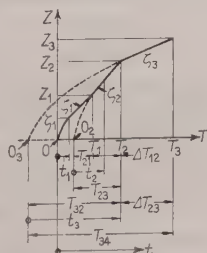
過渡熱インピーダンスとは、ある時刻における接合の温度上昇値を、その原因となった損失で割ったもので、パルスとか短絡状態を考えるうえで重要なものである。

一般に半導体装置は熱定数の異なった薄い円板状の材料を積み重ねたものと考えることができ、そのうちの一部分を取り出すと第 1 図 (a) に示すように接合に発生した熱が左から右へと拡散してゆく、これと熱的に等価な (b) 図のような球面状のものを考えると、熱は直線的に広がるのでインピーダンスの考察につづろがよい。この球面近似の特殊な場合として平面近似が考えられる。

半導体装置ではこれら熱インピーダンスの異なった部分が直列に接続されていて、過渡熱インピーダンス



第 1 図



第 2 図

と時間の関係は第 2 図の実線で示すようになる。ここで原点 0 は熱拡散の始まるところで時刻 T_1 で最初の円板中を拡散し、この間の過渡熱インピーダンス ζ_1 は図に示すように時間とともに増加する。時刻 T_1 では ζ_1 はその部分の定常熱インピーダンス Z_1 と等しくなり、次の部分に熱は拡散する。この第 2 の部分の過渡熱インピーダンス ζ_2 を求めるには、新しい仮想的な拡散源 O_2 を見出さなければならない。これには第 2 の部分と同じ材質のものを第 1 の部分にも拡張したと考え、 ζ_2 が O_2 と時刻 T_1 との間の時間 T_{21} で Z_1 に等しくなるようにすればよい。時刻 T_2 まではこの ζ_2 が過渡熱インピーダンスとなり、 T_2 で第 2 の部分の定常熱インピーダンス Z_2 に等しくなる。以下同様に考えて時間とインピーダンスの関係が求まる。

以上は接合に熱が発生している間に周囲へ熱放散がないものとして考えたもので、比較的種々の形状のもの熱インピーダンスを求めることができるが、長いパルスが加わったときのように熱放散がある場合は充分でない。このため各部の熱定数を集中的に考えて過渡熱インピーダンスを求めこれと比較する。両者の間の相違は集中定数的な考えは非常に単純化したものであるため、より詳細な考察が必要であると述べている。

(北村委員, 近藤明博訳)

4.402. 固体メーザの組織的応用

James W. Meyer: Systems Applications of Solid-State Masers. [Electronics, Vol. 33, No. 45, Nov. 4, 1960, p. 58~63]

固体メーザ増幅器が提唱されてからの 4 年間に、それが各分野に与えた刺激や寄与はきわめて大きい。常磁性物質そのものの基礎的研究を刺激し、低雑音素子やマイクロ波回路のいっそうの発展の必要性を認識させた。

またパラメトリック増幅器の発展を促し、パルス磁界形のミリ波メーザが作られ、赤外や光メーザが提唱され、研究はいま新物質、回路、補助装置およびマイクロ波源に向けられている。応用面では電波天文学や遠距離通信の分野でメーザは大きなポテンシャルを持っている。すなわち前者では将来全太陽系をレーダの範囲内に収めるみとおしがあり、後者では、人工衛星を媒介として、世界的規模で信頼度の高い通信が可能になるだろう。

メーザ発展の歴史をふり返ってみると、1960 年 3 月までに少なくとも五つの電子的問題に応用されてきている。その一例はミシガン大学のラジオメータで、利得の揺動を減らすためのスイッチ技術は注意すべきであろう。

さてメーザを巧妙に使用するために理解しておくべき因子がいくつかある。第 1 には、負の Q の利用法である。すなわち可能な最大出力を、最小の回路損の

状態を得る問題がそれである。第2にメーザ物質の問題もたいせつである。それは、物質ごとに利得、動作温度、帯域幅、周波数が異なるので、新物質の開発が望ましい。第3に補助装置で、その特性で全特性が支配される場合もある。メーザ用空中線、伝送線、安定利得をうるためのアイソレータ、利得の飽和を避けるためのスイッチの問題も重要である。このほかに、磁界の問題がある。Nb を使用した超伝導マグネットや鉄コアマグネットなどが新しい発展といえよう。さらにポンプパワー用マイクロ波源もより高い領域に進むにつれて進歩が望まれている。冷却装置もたいせつであるが、小さな循環冷却器が現在開発されつつある。これは超伝導マグネットとともに野外でのメーザの使用を可能にするものといえる。

メーザの将来はどうであろうか。上述のように赤外・光メーザのほかに進行波メーザ、ルビーを使った N_2 温度でのメーザなどが研究途上にあるが、メーザの将来はむしろ、それを組織的に応用することにある。それによってかなりドラマチックな結果が得られるであろう。

(鳩山委員, 満間 猛訳)

4・403. 電子装置の信頼度を最大とするには

Morris Halio: Maximizing Electronic Reliability. [J. Brit. Instn Radio Engrs, Vol. 21, No. 2, Feb., 1961, p. 121~128]

高信頼度の電子装置を得るために、いろいろな過程すなわち計画、設計開発、試作、製造、輸送、保管、運用および保守の順序にしたがいおのおのに介入する信頼度低下の原因を解明し、これらすべてを最小化することにより最終的に高信頼性が実現される。本文にはこれらに関する諸注意を上記項目別に述べているが、ここではもっとも紙面を割いている設計と開発について紹介する。なおこの論文では信頼度として「必要な時刻に、与えられた条件のもとで、要求された機能を間違いなく遂行できる確率」と定義している。

設計と開発 装置の信頼性はその回路に使用している部品の信頼性にかかっている。直列に配列された部品よりなる装置では、全体の信頼度は各部品の信頼度の積であり、装置が複雑となり部品数が増すにしたがい部品の信頼度は非常に高く要求される。第1図は N 個の部品よりなる装置の総合信頼度を示したものである。

装置に使用される部品が信頼に足りるかどうかを決める Stress-Strength 解析法が紹介されている。これはそれぞれの分布における標準偏差により許容マージンを求める方法である。また故障テスト (Test-to-failure) は限られた費用と時間でもっとも効果的なテスト方法である。次に汎用の部品は広い応用性を持っている反面、信頼度が犠牲となっているので本質的に

は用途に応じた部品を別個に開発すべきことを示唆している。固態部品はいろいろの点ですぐれ、信頼度も高いが、モレトロンクスによりさらに高信頼度が期待される。

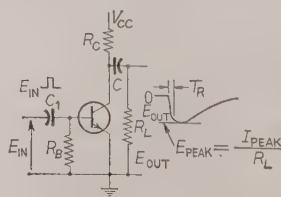
部品のパラメータの劣化と偏差が総合されて故障の原因となるので、マージナルチェックの方法が考案された。これは外部条件を変化させて正常動作の領域を区分し、設計中心値と許容変動範囲を知る。これはまた保守において、障害を予知する方法としても応用される。装置の単純化は機能範囲を縮小させるが、操作の容易性による利用度の拡大と、故障の検出などの見地から信頼度を高くする。装置のブロック設計は部品の障害率を知ったうえで信頼度を計算しながら行うのが効果がある。部品の予備並列方式はその切換スイッチの問題があつて最終手段としてだけ使用すべきである。装置はさらに機械的、熱的配慮を行って設計を行わなければならない。このように信頼性、部品、機構および回路の各専門家の協同作業によって始めて高信頼度の装置が設計できる。

(豊田委員, 伏見 功訳)

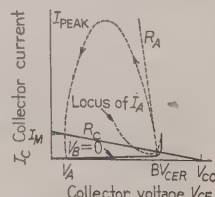
5・404. なだれスイッチ回路の設計

Richard P. Rufer: Designing Avalanche Switching Circuits. [Electronics, Vol. 34, No. 14, April 7, 1961, p. 81~87]

高耐圧のシリコンメサトランジスタのなだれ現象を用いて大電力を高速でスイッチすることができる。この基本回路および動作が第1図および第2図に示されており、ベースにトリガ入力のないときにはコレクタにはほとんど電流が流れず、そのコレクタ電圧は第2図の BV_{CER} 値を取る。ベースにトリガ入力 E_{IN} が与えられるとなだれが生じ、コレクタおよび負荷抵



第1図 なだれスイッチ基本回路



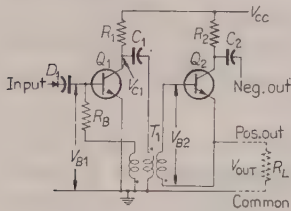
第2図 スイッチ時の動作図

抗 R_L をとおして大電流が流れて容量 C を放電させ、 C の放電が終わるとなだれを維持することができなくなり、コレクタ電流はほとんどなくなり、コレクタ抵抗 R_C および R_L をとおして C が再び充電される。このようにして、トランジスタのなだれのために遅れの少ない、立上り時間の短い大電力パルスが負荷に供給される。しかし、このような使用法に対してトランジスタは規格化されていないので、個々のトランジスタについて破壊電圧 BVC_{ER} および電流、トリガ感度を測定しなければならない。また、この使用法におけるトランジスタの良さ QF が次式で定義される。

$$QF = \left(\frac{V_P}{V_{trig}} \right) \left(\frac{1}{t_d - t_r} \right)$$

V_P : パルス出力電圧, V_{trig} : トリガ電圧,
 t_d および t_r : それぞれ出力の遅れおよび立上り時間

QF はトランジスタによって異なり、だいたい $2 \sim 20 \text{ ns}^{-1}$ である。さらに大電力をスイッチするには過剰駆動が大切で第3図に示す2段接続回路がよく、この回路で 100Ω の負荷に 100 V , $1.5 \mu\text{s}$ 幅, 25 ns 立上



第3図 2段接続回路

りのパルスを供給することができる。また、同様な回路で 3 Mc , 200 mA のパルスを供給することができ、これらの回路は遅延線メモリー

の書込み、伝送ケーブルの駆動などに非常に有効である。欠点は個々のトランジスタについて、必要な特性のばらつきがあることである。

(豊田委員, 島田良作訳)

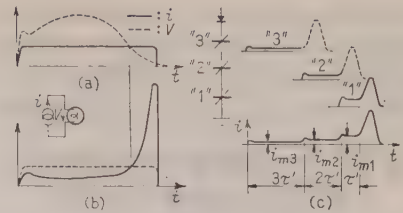
5・405. 10進ディジットを

1クロックパルスで蓄積

Ander A. Jaeklin: Storing Complete Decimal Digits with One Clock Pulse. [Electronics, Vol. 34, No. 11, March 17, 1961, p. 50 ~53]

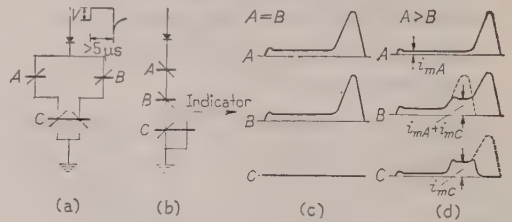
方形ヒステリシス特性のフェライト磁心を定電圧駆動し、その磁化時間に基づく蓄積方式が述べられている。四つの磁心で10進ディジットを表わし、1クロックパルスで取り扱える。(5 μs)

定電流駆動では磁化時間 Magnetization time は磁界の大きさに反比例する。定電圧駆動では磁化電流はコイルの巻線に反比例し、磁心が与えられれば磁化時間は巻線 N に比例する。電圧電流波形を第1図に示す。(b) 図が定電圧駆動で、磁心が完全に磁化されると電流が増大する。磁化時間中は磁化電流 i_m はだいたい一定である。(Threshold current) (c) 図のように



(a) 定電流パルス, (b) 定電圧パルス,
(c) 6 単位蓄積の磁化, t' は単位あたりの磁化時間

第1図

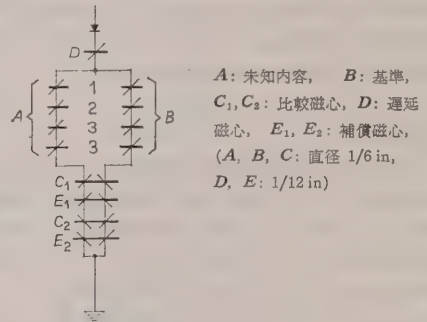


(a) 読出し, (b) 書込み, (c), (d) 読出し波形

第2図 計数の原理

巻線の異なる磁心が直列の場合、 i_m が最低 (磁化時間最大) の磁心がまず磁化され、その磁化が完了して初めて次の磁心に磁化動作が移り、その順序は常に一定である。記憶の読出しは第2図のように基準の磁心と時間の比較を行う。

図中の B が基準で A の内容を調べる。磁心 C はいずれにも磁化されていない。 $A=B$ なら時間が等しいから C は変化しないが、 $A>B$ なら B のほうが先に磁化されて C は1状態にセットされる。ただし、 C



第3図 ディジットの読出し

の i_m は最大とし、かつ A が完全に磁化される前に C は充分磁化されるように回路を設定しておく。10進ディジットを扱うには第3図の読出し配列を用いる。駆動にはブロッキング発振器が適しており、その回路も示されている。実験室モデルは単位あたりスイッチ間時 $0.4 \mu\text{s}$, ディジットあたり $5 \mu\text{s}$ で、ヒステリシスループの最大偏差は1の磁心で 45% , 2の磁心で 22% , 3の磁心で 15% であった。最近のフェライトではクロック $2 \mu\text{s}$ も可能であろう。

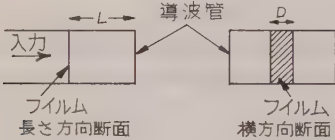
以上是完全な飽和動作によるものだが、もし電圧パ

ルスの幅を可変にすれば、ある磁心の部分飽和が行われ、磁気ロジックの新しい方式が可能となるだろう。計算速度は材料の限界にもっと近づいてくる。
(豊田委員)

5・406. 方形導波管の中に横方向に
置いたフィルムボロメータ
の設計と性能

J. A. Lane & D. M. Evans: The Design and Performance of Transverse-Film Bolometers in Rectangular Waveguides. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 108, Pt. B, No. 37, Jan., 1961, p. 133~135]

第1図のように、導波管の中に金属フィルムを配置した場合、フィルム面での入力インピーダンス Z は、短絡のリアクタンス X_s と、フィルムの実効抵抗 R と誘導リアクタンス X_F が直列に接続されたフィルムの等価回路との並列接続として表わすことができる。



第 1 図

Z が特性インピーダンス Z_0 に等しくなって実数分だけとなる条件は

$$X_s = -(R^2 - X_F^2) X_F \dots\dots\dots (1)$$

で、このときのフィルムの抵抗を R_m とすると

$$Z_0 = R_m + X_F^2 / R_m \dots\dots\dots (2)$$

となり、一方、 $X_s = Z_{\text{otan}}(2\pi l / \lambda g)$ より

$$\tan(2\pi l / \lambda g) = -R_m / X_F \dots\dots\dots (3)$$

が得られる。

フィルムと短絡との距離 l は測定することができ、また R_m はフィルムの厚さが 10^{-6}cm などで直流抵抗に等しいと考えることができるので、(3) 式より X_F を求めて (2) 式に入れることにより Z_0 を求めることができる。

実験に用いたフィルムはガラス板に 0.012cm の厚みにニクロムを蒸着したもので、幅は 0.4cm 程度である。測定にあたっては、特定のフィルムに対して短絡ブランジヤを移動させて同調をとる方法と、短絡ブランジヤを固定し、種々のフィルムをそう入する方法との二つを試みた。前者では、 $R_m=509\Omega$ 、 $l/\lambda g=0.272$ 、 $X_F=71\Omega$ 、 $d=0.397\text{cm}$ で 8.55Gc での電圧定在波比はほとんど1に等しくなり、後者では $l=1.3\text{cm}$ 、 $d=0.356\text{cm}$ 、 $R_m=446\Omega$ で、 9.26Gc で定在波比 1.01 が得られた。以上の2方法により求めた Z_0 の値と、幅 a 、高さ b の導波管の電圧と電力の関係から、

第 1 表

装置の種類	$Z_0 (\Omega)$	$Z_{uv} (\Omega)$
可変同調 (8.55 Gc)	519	521
固定ブランジヤ (9.26 Gc)	465	478

$$Z_{uv} = \frac{2b}{a} \frac{377 \lambda g}{\lambda}$$

の式を用いて求められる特性インピーダンスの値 Z_{uv} とを比較すると、第1表のようにほぼ一致する。

また、フィルムをボロメータとして電力測定用に用いた場合は、サーミスタブリッジとの校正の結果、その精度は $1\sim100\text{mW}$ の範囲で $\pm 2\%$ であった。
(北村委員、片岡照栄訳)

5・407. 方向性結合器としての結合
伝送線路の最近の進歩

R. Koike: Recent Advances in the Use of Coupled Transmission Lines as Directional Couplers. [Proc. Instn Elect. Engrs, Vol. 108, Pt. B, No. 37, Jan., 1961, p. 120~124]

50Ω の同軸線路の外部導体に $1/4$ 波長のスロットをそれぞれ作って、接合することにより結合度の一定した周波数特性をもつ方向性結合器の理論解析と試作結果の紹介である。

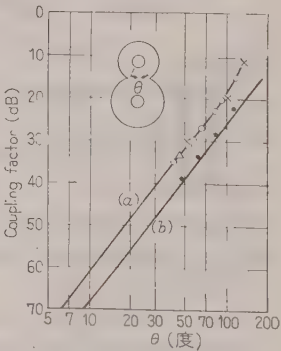
まず、(a) 伝送系に損失はない。(b) 導体の大きさとギャップは波長にくらべて小さい。(c) 電流は導体の表面だけを流れる。(d) 媒質は均一で等方性である。(e) TEM 波だけが伝搬する。以上5つの仮定を置いて、2本の平行伝送線路の伝搬方程式を解くと、結合度は次式で与えられる。

$$\frac{V_F}{V_G} = j \frac{k}{\sqrt{1-k^2}} \sin \beta l$$

ここで、 k : 結合係数で単位長あたりの相互リアクタンス、 l : 結合の長さ

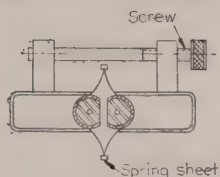
50Ω のポリエチレンケーブルで作った結合器の特性は、第1図に示すようで、対称結合器の場合は $400\sim 7,000\text{Mc}$ で理論と一致した。非対称結合の場合は 2Gc で測定してある。

また、第2図に示すように、ポリエチレンケーブルの外側導体を切り取った部分を互に

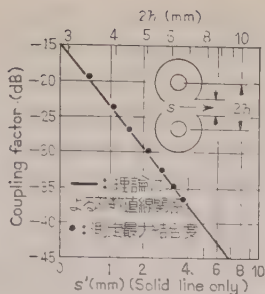


(A): 対称形
(B): 非対称形
—: 理論値
△: 400 Mc 帯での測定値
□: 1,300 Mc " "
○: 2,000 Mc " "
×: 4,000 Mc " "
◇: 6,000 Mc " "

第 1 図



第 2 図



第 3 図

向い合わせ、その間の距離をばねとねじで調節できるようにしておくと、結合度を変化させることができ、リアクタンスアッテネータとしても使用できる。

第3図は、2ケーブル間の距離と結合度との関係を求めたもので、2.2 Gc でケーブルを完全に接触させた場合の最大結合度は -15 dB であり、距離と最大結合度との関係は、ケーブルの内外導体間の距離にくらべ分離の距離 s が大きいと仮定すると、結合度は結合係数 k に等しくなり次式で表わされて、実験的にもよく一致する。

すなわち、 $20 \log_{10} k = K - 40 \log_{10} s$

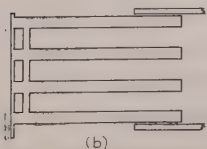
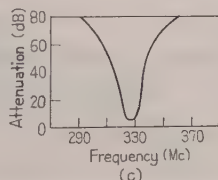
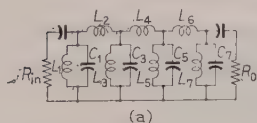
ここで、 K は定数

(北村委員，片岡照栄訳)

5・408. トンネルダイオード RF 増幅器の設計

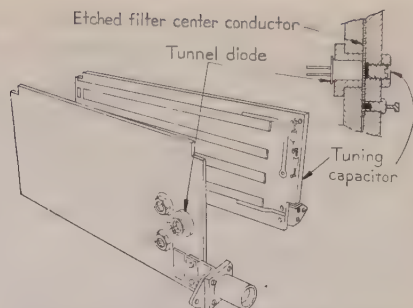
Earl D. Long, et al.: Designing Tunnel Diode R-F Amplifiers. [Electronics, Vol. 34, No. 7, Feb. 17, 1961, p. 120~123]

トンネルダイオードとストリップラインフィルタを組み合わせて低雑音の UHF 増幅器が設計できる。設計基準は、中心周波数: 330 Mc, 初段の選択性: 負荷そう入時の $Q \approx 40$, 中心周波数の変動: $\pm 0.5\%$, そう入利得: 6 dB, である。その他アンテナインピーダンスの変動が増幅器に与える影響を避けるため、フィルタには中心点で 5 dB のそう入損失を与える。フィルタは短絡形 1/4 波長共振器を4個用い最大平坦特性を示すように結合させている。[第1図 (b)] これ で第1図 (c) に示すように 10 Mc の帯域が得られる。

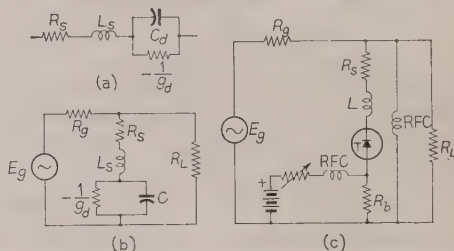


(a) バンドパスフィルタの原形
(b) 短絡形 1/4 波長共振器
(c) フィルタの特性

第 1 図



第 2 図 フィルタと増幅器の組立構造



(a): エサキダイオードの等価回路, (b): 増幅器の原理図, (c) 最終的な増幅器回路

第 3 図

第2図はセットの構造で (b) 図に示した共振回路を損失の少ないテフロン含浸のファイバグラスを介して2枚の接地板ではさみ、端部はシルバペイントにより短絡している。中心周波数の調整は二つの共振器の高電位点にねじによる可変容量を設けて行っている。

増幅器は第3図 (b) に示す回路で、入出力インピーダンスを 50Ω とするためダイオードに 1N 2939 を用いている。このダイオードの特性は、負抵抗: 約 133Ω , 接合容量: 5 pF , リードのインダクタンス: 約 10 nH , 直列抵抗: 約 1Ω , である。増幅器を安定に動作させるための条件は

$$R_T > L_S / (C_d |R_d|), \quad |R_d| > R_T$$

$$\text{ここに, } R_T = (R_g R_L) / (R_g + R_L)$$

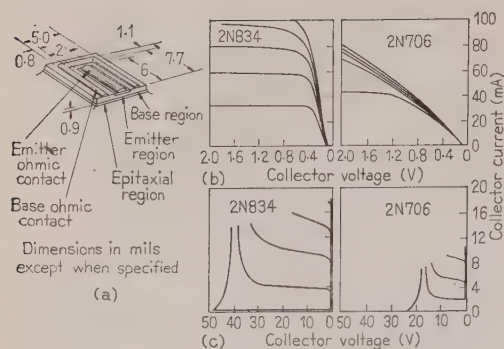
である。これを満たすためには、ダイオードの直列インダクタンス: 28 nH , 直列抵抗: 17Ω とする必要がある。最終的な回路は第3図 (c) となり、部品はフィルタの基板上に取り付けられている。増幅器として最低の雑音指数を計算すると 2.7 となる。この増幅器は 25 dB のそう入利得が安定に得られるが最終的には 10 dB にセットしてある。

(鳩山委員，松島健彦訳)

5・409. エピタクシはトランジスタ の特性を改良する

W. D. Roehr: Epitaxial Process Improves Transistor Characteristics. [Electronics, Vol. 34, No. 9, March 3, 1961, p. 52~53]

エピタクシ法によって作られたメサ形トランジス



第 1 図

タは普通のメサ形トランジスタの高いカットオフと丈夫な構造という長所と、合金形トランジスタの有する低い飽和抵抗の利点を合わせもつ。第 1 図(a)にその構造を示す。

普通のメサ形トランジスタはそのウェファが物理的強度の必要性から比較的厚いため、高い飽和抵抗(R_s)を有する。コレクタの固有抵抗を下げれば低い R_s が得られるが、耐圧が低くなる。エピタクシイのトランジスタではこのような妥協を必要としない。すなわち、ウェファの大部分は低固有抵抗なので R_s は小さい。高い固有抵抗の薄いエピタクシイ層は高い電圧特性を得るが、 R_s には影響が少ない。

2N834 と、エピタクシイ法によらない同形の 2N706 の比較を(b)図、(c)図に示す。高い電流値では、2N834 の飽和電圧は約 4 倍、耐圧は約 2 倍よい。

高い固有抵抗の材料はトランジスタのコレクタ容量を小さくするので、周波数限界を増す。しかも、エミッタの面積を小さくしても R_s を小さくできる。ゆえに高い高周波トランジスタを作りうる。

過渡特性は 2N834 を使用した結果、すべての点で改良された。また出力電圧はコレクタ飽和電圧が低いことを示している。コレクタ飽和電圧が低いことは DCTL (Direct-coupled transistor logic) 回路に有利である。トランジスタのベースの電圧が充分小さければ、トランジスタはシャ断状態になるが、コレクタ飽和電圧の低い 2N834 ではこれが可能である。

コレクタの耐圧が高いので、2N834 は商業用テレビジョンの映像出力増幅に使用できる。また $r-f$ 出力増幅、 $a-m$ コレクタ変調出力増幅にも有効である。

以上の種々の応用の結果、エピタクシイによるトランジスタの優秀性がわかる。

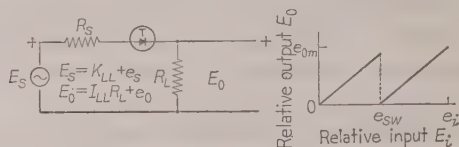
(鳩山委員、三沢 昭訳)

5.410. トンネルダイオードを用いたパルスの振幅圧縮

A. A. Clark & W. H. Ko.: Tunnel-Diode Pulse Compressor Preserves Superimposed Signal. [Electronics, Vol. 34, No. 12, March

24, 1961, p. 36~39]

トンネルダイオードを用いたパルスの振幅圧縮について述べられている。ここでいう振幅圧縮とは大振幅パルスに小振幅の信号成分が重ね合わさっている場合、系の過負荷点を大きくすることなしに小振幅の信号成分に対する感度を充分なものとするために、のこぎり状波伝達特性によりパルスの振幅だけを圧縮することをいっている。従来このような伝達特性を得るには通常のダイオードおよび差動増幅器を用いていたが、トンネルダイオードを用いると容易に高速度で、



第 1 図 回路

第 2 図 電圧伝達特性

かつ高性能のものが得られる。第 1 図はパルスに対して 6 dB の圧縮を与える回路で、その伝達特性は第 2 図のようになる。図中 R_L は負荷抵抗、 R_s は電源インピーダンスとダイオードの直列抵抗との和である。 R_L は出力電圧が最大で、伝達特性の直線性をもっともよいように決定されなければならない。トンネルダイオードの第 2 安定領域における特性を $I = k(e^{aV} - 1)$ で与えられるものとする、第 3 図を参考にして R_L は次式により求められる。

$$R_L + R_s = \frac{V_x - V_p}{I_p - k(e^{aV_x} - 1)}$$

ただし、 a および k : 定数

この式から R_L は大きいほど出力電圧は増加し、直線性も改善されることがわかるが、実際には R_L を増すとスイッチング時間が大きくなるから適当な値に止めなければならない。 R_L が大きいところでは出力電圧に対する R_L の影響は小さくなる。トンネルダイオードを多数個直列に接続すると、さらに圧縮を増すことができる。たとえば 3 個直列に接続すれば 12 dB の圧縮が得られる。

(豊田委員、杉岡良一訳)

第 3 図 トンネルダイオードの電圧-電流特性

6.411. 真空開閉器の 5 年間にわたる実地の応用と試験について

H. C. Ross: Vacuum Power Switches Five Years of Field Application and Testing. [A.I.E.E. Paper No. CP 61-135]

1955 年に初めて商用の電力用真空開閉器が実用化されて以来 5 年間にわたる現地の実績と試験についてまとめたものである。応用例としては、345 kV まで

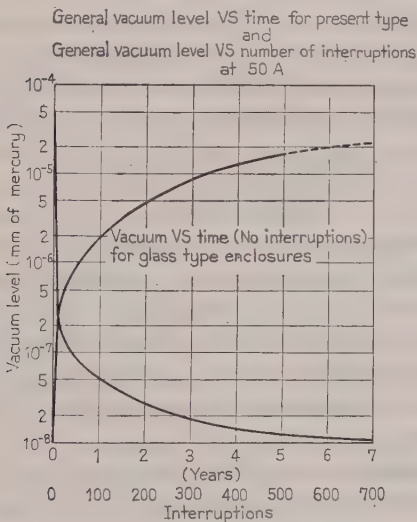
のコンデンサバンクの開閉、230 kV までの線路充電電流のシャ断と負荷シャ断、230 kV までの励磁電流シャ断、115 kV までの故障電流シャ断、12 から 34 kV までのアーク炉の制御があるが、いずれも初期の目的を達した。

寿命については真空度の低下による故障は 0.2 % でほとんどのユニットが 1/2 in コンタクトで 50 A 1 万回、1 in コンタクトで 250 A 2 万回以上の寿命のあることを実証した。

励磁電流シャ断については適当なコンタクト開離特性をもたせれば、異常電圧発生を防げることがわかったが、棒鉄心や空心リアクトルの 25 A から 200 A ぐらいの低力率電流シャ断のときには異常電圧抑制装置を必要とする。直列に接続する場合は開極時間のばらつきが 1 ms 以下でないといけませんが、たいして苦労ではない。

等価試験の結果、真空開閉器はシャ断後に大きなエミッション電流が流れ、このために異常電圧が発生しないこともわかった。

故障電流シャ断についても自己の磁界を用いてアークを高速度で回転させることによって 2.3 kV、6.5 kA あるいは 10 kA も可能であると思われる。



第 1 図 真空度と時間および 50 A シャ断回数との関係

真空度については第 1 図に示すように、シャ断による金属蒸気のポンプ作用のため真空度がよくなる。全く放置しても 50 年の寿命はあるが、動作することによってほとんど一定の圧力に保たれるので安定しているといえる。(山田委員、亀山三平訳)

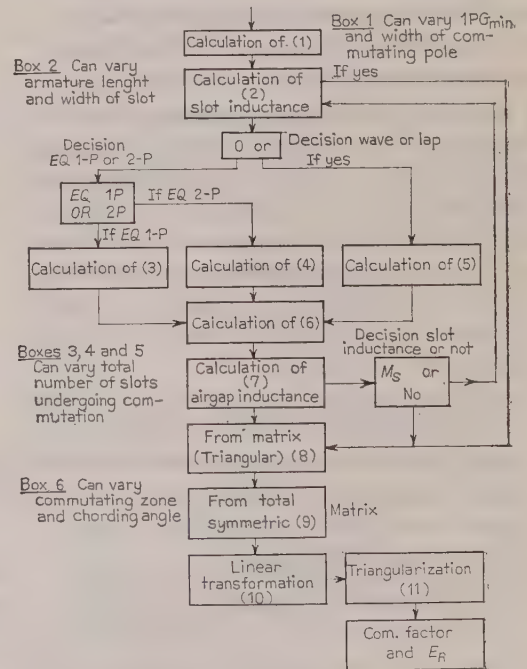
6-412. 整流子機設計における計数形電子計算機の利用

H. K. Kesavan & H. E. Koenig: Digital Techniques in Commutation Design. [Pwr

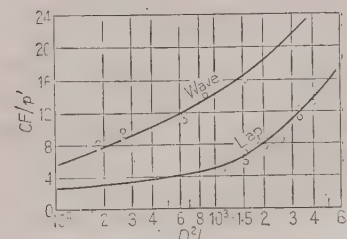
Apparatus and Syst. No. 52, Feb., 1961, p. 1054~1055]

機械を設計する場合、いままでは簡略化するために種々の仮定を設けて数値計算の部分をついてできるだけ少なく、せいぜい計算尺で間に合う程度に収めようとしたものである。計数形の電子計算機が急速に発達してきた現在、従来の設計法は大きく変化しつつある。簡略演算にたよる必要がなくなったと同時に、設計者は計算機によって得られた何種類かの設計のうち、最適のものを選び出す判断力を付けねばよいことになったわけである。整流子機の設計についても、もちろん例外ではない。

本論文では 40 種の機械について、整流係数とリアクタンス電圧 (Pwr Apparatus and Syst. No. 52, Feb. 1961, p. 1058) を計算し、その結果を用いて整流の難易を判定するための基準を設けようことを実証しようとしている。計算の簡単な Flow Diagram は第 1 図に示す。



第 1 図



第 2 図

計算結果と試験成績を照合して得られた結論は、(1) 単重波巻の場合、単重重巻より整流係数が大きい。(2) 電機子鉄心が長くなると整流係数も増加する。(3) 整流係数と電機子鉄心体積との間の関係は第2図に示すとおり2本の曲線になる。(4) 電機子スロットの幅を広げると整流係数は小さくなる。(5) 整流帯の幅を狭くすれば整流係数は大きくなる。(6) 捕極の幅は整流係数に対してあまり大きい影響を与えない。(7) 整流帯内にある電機子スロット数は整流係数とあまり関係がない。(8) リアクタンス電圧は経験に合致するものが得られた。(9) 整流係数と無火花帯の幅との間には直接の関係は認められない。

以上のことから、整流係数は整流能力を測る尺度となり、そのプログラムは実用的なデザインルチーンとして充分利用できることがわかる。

(井手委員, 国崎五介訳)

6.413. 良好な整流に対する新しい基準

H. K. Kesavan & H. E. Koenig: A New Criterion for Satisfactory Commutation. [Pwr Apparatus and Syst., No. 52, Feb., 1961, p. 1058~1066]

整流子付の回転機は自動制御系の範囲が急速に広がったため、その中における有能な素子として大変重要なものになってきた。皮肉なことに独特な性質を与える整流子そのものが、この種機械の最大弱点となっており、現在まで多数の研究や討論が続けられてきたにもかかわらず、整流現象は解明できないままである。

トランジスタが発達してこの機械的なスイッチに代わる可能性は充分考えられるが、現在の技術ではまだ早急に実現できそうもない。

本論文では整流の難易を示す基準として、整流係数(Commutation factor)とリアクタンス電圧を考える。すなわち $\Delta\lambda(t)$ を捕極と電機子回路間の鎖交磁束の変化分、 $v(t)$ をブラシの接触電圧、 m をブラシで短絡された回路のインダクタンス係数とし、ブラシ I, II について整流方程式を立てると、

$$\begin{bmatrix} \Delta\lambda_1(t) \\ \Delta\lambda_2(t) \end{bmatrix} + \int_{t_n}^{t_{n+1}} \begin{bmatrix} v_1(t) \\ v_2(t) \end{bmatrix} dt = \begin{bmatrix} m_{11}m_{12} \\ m_{21}m_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\phi_1(t) \\ \Delta\phi_2(t) \end{bmatrix} \quad (1)$$

上式を線形変換し、 $k\Delta\phi_1 = -[m_{01a}m^{-1}_{caa}]\Delta\Psi$ において解けば、

$$\frac{\Delta\phi_1}{\Delta i_{c1}} = \frac{(M_{c11} - m_{01a}m_{caa}^{-1}m_{ca1})}{(1+k)} - \frac{(\Delta\phi_1 - m_{01a}m_{caa}^{-1}\Delta\phi_a)}{\Delta i_{c1}(1+k)} \quad (2)$$

整流磁界やその他の外部回路の影響を考えない場合、

(2) 式の第2項は省略することができて、

$$F_c = \frac{\Delta\phi_1}{\Delta i_{c1}} = \frac{(M_{c11} - m_{01a}m_{caa}^{-1}m_{ca1})}{(1+k)} \quad (3)$$

この F_c が整流係数であり、電機子巻線の整流能力を量

る尺度となる。整流係数はわくや電流定格など外的条件の異なった巻線を比較する場合には適用できない。

このためには、整流子片とブラシ間の平均電圧を定義する。すなわち i_p を毎回路電流、 n_s を回転速度、 k を整流子片数、 p を極数として、

$$E_R = F_c \frac{\Delta I_o}{\Delta t} = (2i_p n_s k p) F_c (\text{turns/section})^2 \quad (4)$$

E_R がリアクタンス電圧である。(4) 式の場合、直線整流とか正弦整流などの条件の多い仮定を用いず、ブラシによって短絡された全整流コイルを流れる電流 I_o の総和が直線変化をするものと考えた。

以上、電子計算機の利用を前提として、電機子巻線のインダクタンス行列で決まる整流係数を定義し、さらにリアクタンス電圧をも組み合わせて整流能力を規定しようとしている。

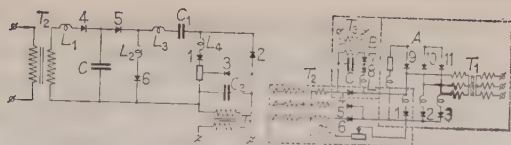
(井手委員, 国崎五介訳)

6.414. 高圧水銀整流器の試験装置

Г. И. Поляк и. В. Г. Голятин: Схема испытания мощных высоковольтных вентилей. [Электричество, No. 3, 1960, стр. 73 ~74]

直流送電におけるもっとも大きな難点の一つは高圧水銀整流器の問題である。新しい整流器を発達させる第一の要素は適当な試験装置を用いることである。この目的にかなう装置は整流器を正常運転の状態と異常運転の状態の両方について再現しうるものでなければならぬ。現在使用されている等価試験の方法は、この目的からすると整流器の回路中における電力過程が実際の運転状態から、はるかにかけ離れたものであるため完全なものとはいえない。この装置は二つの回路よりなっている。すなわち電流源回路および電圧源回路である。電流源回路の目的は、必要とする電流の大きさと波形を与えるものである。電圧源回路の目的は、適当な時間に必要な波形と大きさの電圧を加えるものである。

この装置の動作を第1図により説明すると次のようになる。まず、低電圧大電流は直列に接続された1と2を通して流れる。これは零になる少し前に3に転流され鋭い電流変化となる。これと同時に5の整流器が通電される。この電流は C, L_s, C_1 から1を通して流れる。この結果、充電電圧の符号は反対になる。すなわち C_1 の電圧は補助整流器6を通して1に対しては逆方向に、2に対しては正方向に加えられる。つまり1は整流器として、2はインバータとして試験される。以上述べたことから、高圧整流器の試験装置として本装置は実際の運転状態からかけ離れているので、適当なものとはいえない。次にこの目的に合せた改良した装置を第2図により説明する。この装置は三つの回路よりなっている。高圧回路(A)は低出力の直流送



第 1 図

第 2 図

電回路で、電流回路 (B) は被試験整流器に負荷電流を供給するものである。(C) は振動回路よりなる。被試験整流器 1 は電圧、電流の両回路に接続されており、両方の電流が流れる。4 はデバイダであると同時に、高電圧が加えられた際に高圧回路と電流回路を切り離す役目を持つ。電圧回路の定数は、点弧と消弧の際に起る高周波の振動が再現されるものでなければならない。この点からみると、この装置は十分に満足する結果を生み出しうる。振動回路は放電と充電の部分よりなっており、C は T_3 により 7 を通して充電される。8 を通電させると C は L および 4 を通して放電を始める。この装置の運転順序を示すと、まず 8 は非通電状態にあり、被試験整流器の電流が切られ、高圧が加えられる瞬間に通電される。このときに上昇した C の電圧は 4 を通って、その電流と逆方向に流れる。4 は転流が終り 1 の電流が消える前に消弧される。以上述べたことはインバータ試験についても同様のことがいえる。格子制御を適当にすれば正常状態だけでなく異常状態についてもこの装置は利用できる。

(井手委員、莊司真太郎訳)

6.415. 回転数の制御可能な 特殊誘導電動機

H. Sequenz: Sonderbauarten von drehzahlregelbaren Induktionsmotoren. [Elektrotech. u. Maschinenbau (E. u. M.), 78. Jahrg., Heft 3, 1. Feb., 1961, S. 156~163]

在来の回転数制御法とは全く原理を異にした、特殊構造の誘導電動機について述べている。

(1) 円板電動機 回転磁気吸引力を利用したもので、交直 2 種の固定子巻線を有し、両巻線磁界の重ね合わせで生じた脈動直流磁界は、たとえば時間的、空間的に 180° の位相差ある u 相および u_1 相では、 u が最大値をとるとき u_1 は零となり、球形継手上に取り付けられた円板は u 相に傾斜して吸収される。この現象は順次隣接の相に伝達されるゆえ、円板は傾斜しながら回転する。

回転数は円板の固定子鉄心面に対する傾角 α で決まり、いま円板の固定子との接触半径を R 、回転数を n_1 、固定子の円板との接触半径を r 、回転数を n とすると

$$n_1 = nr/R = n \cos \alpha$$

試作機では円板直径 105 mm、2 極巻線でトルクは 1.2 kp-cm、最高回転数は 17.5 rpm であった。

(2) 球形電動機 誘導電動機の固定子を 1 個所で切断し展開した場合、生ずる移動磁界の速度は、 τ_p : 極間隔、 f : 周波数とすれば、 $v_1 = 2\pi pf$ である。この平面固定子上に導電性の板をのせると、板は移動磁界の進行方向へ同期速度で移動しようとするが、一般には抵抗があるのですべりを生ずる。板の運動を移動磁界の進行方向に対し、角度 θ の方向にだけなんらかの方法で限定したとき、 θ 方向への板の速度 v は $v = v_1 / \cos \theta$ で与えられ、速度は傾角 θ によって制御される。

構造としては、固定子および回転子のギャップ面を同心球に作り、固定子は数個に分割する。回転数は分割された固定子と回転子間の角度 θ を調整することにより制御される。回転子は多数の短絡環を有する格子状かご形回転子が用いられる。

4 分割固定子、4 極巻線、回転子径 350 mm、50 c/s では同期速度で 3,000 rpm が得られた。基本回転数時の効率率は 33% で、高速度ではさらに悪くなる。

(3) ログモータ スロット数 N 個の固定子に $2P$ 極巻線が巻かれている場合、相隣のスロット間の位相角 α は、 $\alpha = 2\pi P/N$ なるゆえ、なんらかの方法で α を変えることにより、回転数を制御できる。本電動機は、誘導電動機と位相調整器を組み合わせたものであり、位相調整器の一次はコイル巻、二次はバー巻で、いずれも対数ピッチで巻かれている。二次巻線の一端は短絡環で短絡され、他端は電動機の固定子巻線に接続されている。位相調整器の一次と二次巻線の位置をずらすことにより、二次巻線に誘起する電圧の位相角を調整し、速度を制御する。

いままでに製作された 120 HP のログモータの効率は、ワードレオナード装置に匹敵するといわれている。(清水委員、黒崎稔雄訳)

6.416. 揚水発電所用発電電動機

J. H. Walker: Hydro-Electric Machines for Pumped Storage. [AEI Engng, Vol. 1, No. 2, Feb., 1961, p. 51~59]

揚水発電所に利用する発電電動機で問題になる諸点としては単機容量の決定、水力機械の種類による得失、起動停止の方式、推力軸受の問題、通風方法などが考えられる。これらの諸点に関して本論文は簡単な解説がされている。

(1) 単機容量の決定 発電電動機としてはイギリスでは定格回転速度 428 rpm 以上のものは回転子継鉄に単一銅塊を用いる方式を採用し、428 rpm 以下のものは薄鉄板積層式継鉄構造を用いるので 600~428 rpm の範囲では 100~150 MVA、200 rpm 程度では 200 MVA を一応単機容量限界と考えている。

(2) 水力機械の種類による得失 揚程 1,000 ft、出力 100 MW 程度までは水車とポンプを 1 台の水力機械で作るいわゆるポンプタービンを採用することが

できるが、この場合のもっとも大きい難点は水車運転時とポンプ運転時の最高効率の得られる回転速度が異なる点で、これを解決するためには二速度同期機の採用が望ましい。しかしながらこの方式はいささか経済的でない。

イギリスの Ffestiniog 発電所は揚程 600 ft であったが、大事をとって水車とポンプ別置形とした。発電電動機の定格は 78.9 MVA, 16 kV, 428 rpm である。

(3) 起動停止の方式 直接起動方式, 減電圧起動方式, 同期-同期起動方式, 起動電動機方式が考えられる。これらは系統の条件を充分考慮して決定すべきであるが, AEI では, 起動電動機に巻線形起動同期機を用い起動トルク 15%, 起動 kVA 20% 程度が期待でき, 起動完了後は主励磁機として働かせることを考えている。

そのほか推力軸受, 通風方式は左右両回転の場合は特に考慮が必要で, 通風は他力通風にしたほうが総合的に考えて得策のようであるとしている。

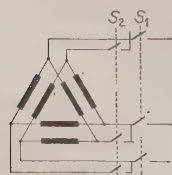
(清水委員)

6-417. 断流切換不要な非同期機 および同期機の起動時接続法

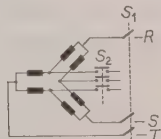
J. Tittel: Anlaufschaltungen bei Asynchron- und Synchronmaschinen ohne Stromunterbrechung. [Elektrotech. u. Maschinenbau (E. u. M.), 78. Jahrg., Heft 3, 1. Feb., 1961, S. 163~171]

旧来回転機の起動方法として, スターデルタ方式や直並列切換方式が多く使われたが, この方式は起動中巻線の切り換えの際に一度電流が切れるため, 切り換えの際に比較的大きな突入電流の流れる欠点がある。このため場合によっては Δ 接続として第 1 図のような接続が用いられた。この方式だと切り換えの際に一度無電圧にする必要がない。

しかし, この方法は二重三角結線のため, 高圧電動機に対しては巻線の占積率が低下するため利用率が悪く, また第 1 図では $1/2$ の同期速度で, 起動時間の遅延が大きく, 同期トルクの谷ができるから, あまり好ましい方法とはいえない。また旧来用いられた二重星形結線による分割巻線起動の方式は, 低速度の電動機に対してだけ適用され, また, 起動に用いる巻線にか



第 1 図 断流切換
不要の起動接続



第 2 図
中性点開放起動方法

かる負荷が大きいから, 重負荷起動の際には難点がある。この意味から, 筆者は特に高速度機にも適用され, しかも高調波によるトルクの谷や, 漏れリアクタンスの著しく増加しない方法として, 二重星形結線の中性点を開放して起動する方法を推奨している。

この方法によれば, 起動電流は約 70% にしか減少しないが, 漏れリアクタンスの増加がなく, トルク関係がほぼ比例的に減少するのと, 高速機にも使用可能で巻線の負担が一樣である点が大きな特長となる。

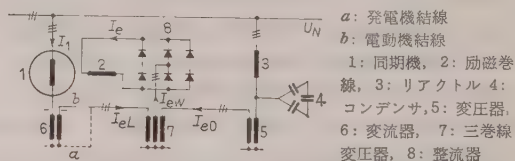
(清水委員, 子安英次訳)

6-418. 複巻同期電動機

G. Zaar: Synchron Drehfeldmotoren mit lastabhängiger Erregung. [Elektrotech. u. Maschinenbau (E. u. M.), 78. Jahrg., Heft 3, 1. Feb., 1961, S. 171~175]

同期電動機は誘導電動機にくらべて大きな最大トルクを持たせにくく, 特に誘導同期電動機では起動時の特性がよくなるほど, 同期機としての最大トルクは乏しくなる。ことに容量が大きくなると, 起動時の誘起電圧が高いので回転子巻線は制約を受け, 進み力率にして最大トルクを増すためには機械寸法を増さなければならぬこともある。

このような場合, 複巻励磁方式を採用すれば, 最大トルクを増し, 無効電力の変動は相当抑制され, また電動機を熱的に切りつめることができる。この励磁方式は第 1 図に示すようなもので, 発電機において広く用いられている励磁方式を基礎にしており, 負荷に無



第 1 図 複巻同期電動機 (ベクトルの重ね合わせ)

関係な励磁成分 I_{e0} と負荷に比例する成分 I_{eL} をベクトルで重ね合わせ, それを整流して励磁電流 I_e を得るものである。ただし負荷に比例する成分は, 発電機のとくと逆に電動機が進みの無効電流をとるとき, 負荷に無関係の成分と差し引きになるような移相に重ね合わされる。このようなベクトルの重ね合わせの代わりに両成分の直流の重ね合わせも可能である。

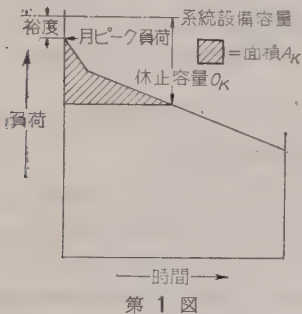
このような複巻励磁方式は 1953 年に 2,500 kW, 1,500 rpm の酸素ブロー用電動機に実用された。これはベクトルの重ね合わせを行ったものである。以来 1,500~2,700 kW, 500~1,510 rpm 程度の電動機が製作されている。おもな用途はレオナード変換機, ブロー, セメントミルなどである。

(清水委員, 倉持竜一訳)

7-419. 発電容量問題への 確率方法の応用

AIEE Committee Report: Application of Probability Methods to Generating Capacity Problems. [Pwr Apparatus and Syst., No. 52, Feb., 1961, p. 1165~1182]

電力系統の発電容量に確率方法を採用し、系統の信頼度を定量的にはあくしようとする動きが最近急速に発展してきており、本文は AIEE の Committee Report としてその問題を具体的に取り上げたものである。ある系統の発電設備容量と、その負荷特性の間には第 1 図のような関係がある。すなわち系統設備容量



第 1 図

はその系統のピーク負荷にある裕度を加えたものとして決められる。発電設備(特に火力)は保守、点検、分解などで休止する期間があり、それが系統全体の設備の稼働率に影響し、負荷の需用に

応じられない場合も出てくるわけで、そのときは系統の信頼度が下がることになる。その信頼度の判定基準として三つの方法を考えた。

(1) 負荷損率法 各発電設備は点検などで強制的に運転を休止する期間があり、そのうえ給電面から持続的に運転休止させることもある。ある時点で同時に休止している設備容量の和を O_K (MW) としその休止の期間を t_K とする。 O_K なる休止容量が存在する確率を P_K とすると、 $P_K t_K$ (日数/年) は系統負荷へ損失を与える確率を表わす。系統に対する負荷損率は O_K の各種の値に応じたものを全部含めたものゆえ、 $\sum P_K t_K$ (日数/年) と表わされる。たとえば、あるピーク負荷に対し $\sum P_K t_K = 6$ ということは、1 年にその負荷では 6 日間は負荷の需用に応じられないことを示す。

(2) エネルギー損率法 休止容量が需用家に与える影響は kWh の減少となって現われるのでこれを次式で示す。

$$E = \sum P_K A_K / X$$

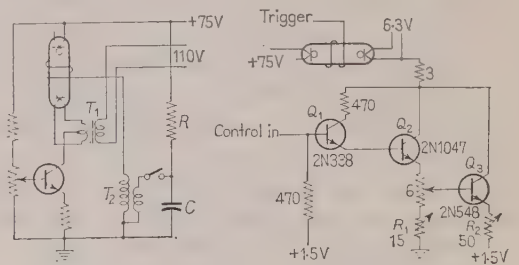
E : エネルギー減少率(単位法), A_K : 図の斜線部の面積, X : 図の負荷特性曲線下の全 kWh
エネルギー信頼度係数は $(1-E)$ として表わされる。

第 3 の方法として休止容量の休止期間およびそれらが生ずる間隔について計算をしている。そのほか系統の連系により負荷は同一でも裕度が増加することを述べている。(清水委員 高橋 満訳)

8-420. けい光ランプのトランジスタ調光回路

L. L. Blackmer & A. T. Wright: Tandem Transistor Circuit Regulates Fluorescent Lamp. [Electronics, Vol. 34, No. 17, April 28, 1961, p. 114~116]

けい光ランプは効率がよく、熱の発生が少ないうえに形および分光分布の多様性という特長を有するため、写真方面の応用にも有利である。しかしながら、その調光には特殊の装置が必要であり、交流方式のほか真空管回路を使用した直流方式のものもあるが、調光の範囲に限界があり、調光装置の電力消費がランプより大きいという欠点がある。本論文ではこれらの欠点を考慮したタンデムトランジスタ回路について述べてあり、電力トランジスタの電流を調節する方法を用いている。すなわち、第 1 図でトランジスタベースにかけられたバイアスはランプ電流を調整し、直列安定インピーダンスの役割も果している。変成器 T は電極フィラメントを放電可能な温度に保ち、 R, C, T_2 は普通のトリガ回路で、これによりランプ電流が 1 mA まで下がった場合でも確実に起動できる。さらにシリコントランジスタを使用すれば 1 mA 以下でも確実に調光できる。

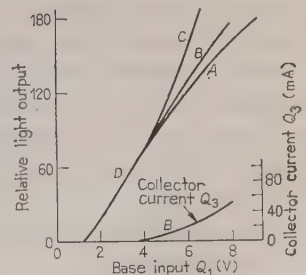


第 1 図

第 2 図

第 2 図はタンデム回路で、この回路では定格ランプ電流 300 mA の 15 W, T-8 けい光ランプを操作するのに、8 V, 0.4 mA 以下でよい。またゲルマニウムトランジスタは普通 PNP タイプであるから電極の極性とベースの信号を逆にすれば使用することができる。

第 3 図はトランジスタ Q_1 のベース入力に対する光出力の関係を示したもので、A, B, C はそれぞれ、補償が不足、適当、過度の各場合を表わす。なお、下方の曲線は正しい補



第 3 図

償のための Q_3 のコレクタ電流を示したものである。分岐点 D はエミッタのバイアスと R_1 によって定められ、抵抗 R_2 は補償の割合によって決められる。

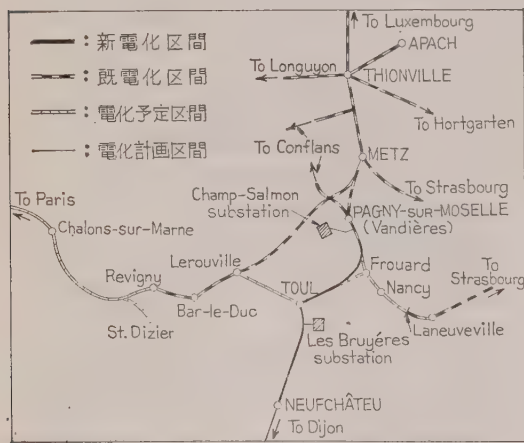
(野中委員, 鹿島 武雄訳)

9-421. フランス国鉄の Neufchâteau までの電化

S. N. C. F. Electrification to Neufchâteau.

[Railway Gazette, Vol. 113, No. 25, Dec. 16, 1960, p. 718]

フランス国鉄では Pagny-sur-Moselle から Neufchâteau にいたる約 94 km を 25 kV, 50 c/s 方式で交流電化を行った。これはロレーヌ工業地帯とディジョンを経てローヌ河流域とを結ぶ南北電化の第一歩として意義深く、1959 年 9 月 21 日正式に使用開始された。



第 1 図 フランス国鉄東部方面電化 Rhone Valley と結び Neufchâteau までの電化完成を示す

この区間には Pagny の近くの Champ-Salmon と Toul の近くの Les Bruyères の 2 個所に変電所が設けられ、どちらにも 63/25 kV, 12 MVA の変圧器 2 台が設備されて電力供給を行っている。区分所は線路に沿って適当な間隔で新設された。信号設備としてすでに色灯式自動信号が設置されている区間では、その軌道回路に可聴周波やパルスに応用した機器を用いた。通信設備としては、架空電話線や電信線をケーブル化し、また減衰を少なくするよう改良された。なお、今度の電化ではパリー・ストラスブルグ幹線の Frouard-Toul 間で架空線施設に制限のある 70 km 中約 25 km を電化した。

1962~1965 年にはさらに南へ電化し、Neufchâteau から Dijon までの電化が計画されている。1959 年 4 月 24 日にこの地方として最初の Metz-Conflans-Jarny-Pagny-sur-Moselle を結ぶ線が電化された。1959

年 12 月までには Frouard から Laneuveville と、Toul から Lerouville まで電化される。パリー・ストラスブルグ幹線では現在 Blainville で蒸気機関車に付け換えられているが、この電化が完成するとストラスブルグから約 250 km の距離にある Bar-le-Duc まで電気運転される。しかし架空線は約 16 km 先の Revigny の区分所まで延びている。現在ストラスブルグから Laneuveville まで電化されているが、Blainville で電気機関車から蒸気機関車に付け換えられるように、運転のつごう上 Bar-le-Duc で付け換えられるのである。

ストラスブルグからパリーまでの全線電化は、1961 年 5 月に Revigny から Chalons-sur-Marne まで、1961 年 10 月に Chalons-sur-Marne から Chateau-Thierry まで、そして 1962 年夏に Chateau-Thierry からパリーまで完成する予定である。

(武藤委員, 丹羽正信訳)

9-422. チェコスロバキア国鉄の電車線建設技術

Technologie des Fahrleitung der Tschoslowakischen Staatsbahnen. [Deutsche Eisenbahn-technische, No. 8, Aug., 1960]

チェコスロバキア国鉄の主要線区の電化は第二次大戦後始り技術的にはかなり遅れていたため、他のヨーロッパ諸国の経験を参考にしていたが、1956 年のチェコスロバキア共産党の第六次 Parteitag で国鉄電化の非常な促進が決められ、作業技術、作業組織を改良し、大幅な機械化を行った結果、5 年計画の初(1955 年)に達成した作業量を 1959 年と比較すると 41.9 % の増加となっている。

建設作業は平均約 40~50 人からなる独立した 8~10 の班によって行われ、各班はダンプカー、付随車付のけん引車、4~6 台のコンクリートミキサ (125~250 l の容量)、コンプレッサ、ディーゼル発電機、材料運搬用の各種軌道車、事務用車両、寝台車、労働者のための住居用車両などが配備されている。電柱建植のための杭掘りには、円筒形の鋼管を振動機で振動させて大地にゆれ込み、次に円筒とともに引き上げられた土を圧搾空気で吹き飛ばす一連の作業によって、直径 80 cm 深さ 300 cm の坑を掘る能力のある振動掘削機が開発されている。

基礎のコンクリート打ちには、種々の形の小さな可搬のコンクリートミキサが使われるほか、新しいコンクリート打ち用の車両を使う方法が開発されている。その一つはコンクリートミキサだけを装備した鉄道車両を作業地点に近い駅へ輸送し、また、これとともに輸送してきた補助設備を地上に固定し、両者の共同作業によって作られた生コンクリートを建設地点へダンプカーとかトロロッコにより輸送する固定形と称されるものである。もう一つはコンクリート打ちに必要なミ

キサ、給水タンク、砂利タンク、セメントタンク、ディーゼル発電機などを1台の車両に組み込んで、軌道上を進行しながらコンクリートを作り、直接ミキサから抗へコンクリートを流し込む移動形と称されるものである。この装置は高度に自動化され、必要な材料はタンクからミキサへ連続的に供給される。

材料の積込み、電柱の建植、ビームの取付けなどはクレーン車が使われ、電柱建設の全作業が機械化されている。また列車間合の取れる線区ではけん引車、回転可能なクレーンを備えた作業車、電柱の付属品と必要な材料、工具を載せた作業台車などからなる作業列車が使われる。(武藤委員、富樫 敏訳)

9-423. PRR の新形 4,400 PS イグナイトロン式交流電気機関車

Pennsy 4,400 HP Ignitron Electric.
[Railway Locomotives and Cars, Vol. 134,
No. 12, Dec., 1960, p. 50~58]

ペンシルバニア鉄道が Gen. Elect. 社に発注した 66 両のイグナイトロン整流器式交流電気機関車の第 1 号機が最近完成したが、その概略についての紹介である。これは E-44 形と呼ばれおもな諸元は、総重量 195t、全長 21.2m、出力 4,400 PS、3 軸ボギーよりなる C-C タイプで本線および入れ換えのいずれにも使用される。引張力は連続定格で 25.2t、最大 40.4t、最大速度 113km/h、である。また重連結制御が可能である。

同鉄道は約 10 年前から 11kV、25c/s の交流架線方式のもとで使用する車両用直流電動機の研究を行ってきた。従来の P-5、P-5a および GG-1 形などと呼ばれる機関車は車両用交流電動機を使用していた。1949 年に編成電車に、また 1951 年には本線用貨物機関車にイグナイトロン整流器と車両用直流電動機を装備して営業に試用したが、その後かなりの両数が製作使用されている。

新しい E-44 形は運転室が前端に一つあるいわゆる片側運転室式であるが、完全な制御装置が 2 台あっていずれの方向にも運転が便利になっている。11kV、25c/s の電力は直接変圧器に供給され、変圧器タンクに取り付けられた低圧タップスイッチは変圧された電圧を、3 組のブリッジに接続されている 12 個のイグナイトロン整流器に供給する。整流された直流電源は平滑リアクトルを通して各軸に 1 個ずつある 6 個の GE-752 形主電動機に与えられる。これらの主電動機は 2 個が直列に、3 組が並列に永久接続されている。速度-引張力の制御は変圧器二次側のタップの切り換えおよび主電動機に直列に抵抗を入れることにより行う。電動発電機、空気圧縮機用電動機、通風機用電動機などの補機はすべて单相誘導電動機を使用しており、変圧器二次側の 195V タップから取り出す。

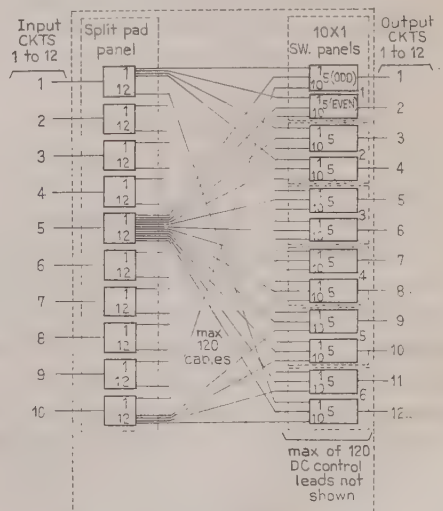
変圧器の開閉器装置の近くには高速度空気スイッチ、変圧器および主電動機回路には短絡や接地事故などがあったときの保護装置などがある。整流器室には整流器の温度を常に最上の状態に保つための冷却用水ポンプと温度調節装置がある。機関車の制御系統は 65V で設計されており、短時間なら蓄電池で操作できる。機器室内での各機器の配置は運転室側より、変圧器、放熱器および送風機、整流器室、制御装置および抵抗用送風機、空気圧縮機などの順である。また、パンタグラフは運転室の屋根上に 2 台あり、アメリカでは珍しく L 形のものを使用している。

(武藤委員、原 純訳)

10-424. 新しいビデオスイッチ

A.F. Bachelet, C.A. Collins & E.R. Taylor:
New Television Network Switching Facilities. [Commun. and Electronics, No. 52,
Jan., 1961, p. 625~634]

これはアメリカの Bell Telephone Company によって開発された新しいビデオスイッチング装置を従来の形と比較しながら述べたもので、これまでのものは高インピーダンスのビデオ出力回路を入力回路にブリッジ接続をしてマルチボタンキーでスイッチするもので白黒伝送のための 1 個のビデオ入力に接続される出力の数の特別な等化と制限を必要とし、カラー伝送にはさらに厳しい制限を要した。これに対して新しいレタータイプのビデオスイッチはカラー伝送に必要なバンド幅をはるかにこえる特性と入力に接続される出力の数に制限を有しない特色を持つ。そのおもな構成要素は Splitting pad, Relay contact, Amplifier, Cable などであって、第 1 図に 10 個の入力と 12 個の出力を：



第 1 図 新しいビデオスイッチの
基本パターン

持ったこの新しいビデオスイッチの基本パターンを示す。

次に構成上の特色について、まず (1) その入力回路に出力回路と同じ数のブランチを有する Splitting pad を置き、これに続くケーブルとの不整合および他の出力端子への漏話は直角形減衰器で防ぎ、この部分における減衰は公称 4.5 Mc のバンド幅で約 27 dB の利得を持つ出力増幅器を置いて補償している。(2) グラウンドポテンシャルの変動を受けないように平衡形の回路をとっている。(3) スイッチングに用いられた継電器は普通の Wire spring relay のその金属部分を接地した形のもので、漏話を少なくするために入、出力間のリンクは結合が行われないときは接地し、さらに入、出力間の接地板として 2 組の伝達ばねを利用してゐる。他 (4) 特に出力の数が 10 個をこえるときには平衡した入、出力端子を持つ Splitting Amp. を Pad とリレースイッチとの間の入力トランク回路に置いている。これらに関する説明の後に、ビデオスイッチングの制御についてその方式および制御板についての詳細が述べられている。いまその一端について述べると、この制御装置は X-Bar スイッチとスイッチングに必要なメモリー、回路駆動、共通装置の障害に対する保護として動作する継電器およびこれら进行操作するボタンのある制御板からなり、二重化を行って信頼性を得ている。以上述べてきた新しいビデオスイッチング装置は広帯域伝送に関する数多い計画の一部であって、今後 0~10 Mc までのバンド幅を必要とするカラーテレビ、劇場テレビ界のこれからの要求にしたがって改良されてゆくであろう。(豊田委員、宇川善裕訳)

11・425. 屋内高圧設備に使用される絶縁材料

R. Haldimann u. E. Richon Isoliermaterial für Hochspannungs-Innenraumanlagen.
[Bull. Assoc. Suisse Elect., 52^e année, N° 4, 1961, p. 121~126]

本文は屋内高圧設備に使用される壁貫ブッシングピンがいし、絶縁母線などことにその材料に関する一般的な記述である。

すなわち壁貫ブッシングについては従来から使用されている油浸紙とがいしからなるブッシングは吸湿による劣化などが問題となっているが、たとえばエポキシ樹脂含浸のガラス繊維あるいはキャストレジンなどを採用することにより充分安定性があり、かつ機械的強度もすぐれたものが作製されるようになり、たとえば第 1 図に示す試料 A (曲線 1) のように 90% の湿度中に長時間放置しても $\tan \delta$ にはほとんど変化が認められないことを示している。

またアセチル化紙を使用したブッシングについても多少ふれ、良好な耐湿性を有することを述べている。

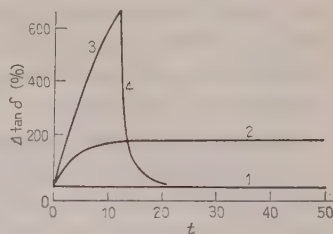
ピンがいしもキャストレジンを使用することが考え

られるが、これにより重量機械的強度、耐アーク性などにおいてがいしにまさっていること、さらにその幾何学的形状の差異による機械的強度、電気特性の変化、あるいは汚損問題などについても記述されている。

屋内設備においては空間の利用率を上げるために、絶縁母線を採用すること

がきわめて有利であるが、これに使用する絶縁材料に要求される点として、短絡電流による電磁力あるいは熱膨張の影響下においても定格電圧で電離が生じないこと、また 60 kV 以上に使用する母線についてはさらに絶縁厚の増大と相まって誘電体損が増大するため、温度上昇を極力減少させるよう熱伝導度の良好な絶縁物が必要となることなどをあげ、母線の一例として、定格 150 kV, 800A の油浸紙絶縁の母線を示している。

(井上委員、天谷敏夫訳)



第 1 図

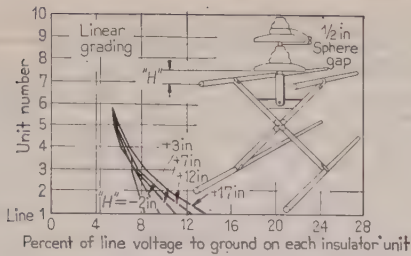
11・426. 超高圧多導体送電線の懸垂がいし装置のしゃへい

R. W. Harmon: Effect of Bundle Conductor Field on E. H. V. Transmission Line Design. [Elect. Engrs, Vol. 80, No. 3, March, 1961, p. 183~188]

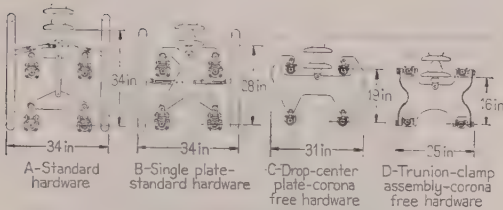
一般にがいし装置のしゃへい金具は、招弧角として防絡用にまた送電線のがいしおよび金具からのコロナの発生を防止する目的で使用されるが、最近では高速度しゃ断器、架空地線、導体保護用のアーモアロッド、耐熱衝撃性の向上したがいしなどの採用により、防絡用としてのしゃへい金具の必要性は大いに減じて、超高圧送電線のがいし装置のコロナ雑音の抑制が唯一の必要条件となった。本文は懸垂がいし金具装置を改良することにより、従来のしゃへい金具が不用になり、これに伴ない送電線路設計上種々の利点が得られることを報告している。

実験室における測定で、345 kV 送電線用の単導体懸垂装置を大きなシールドリングで充分にしゃへいした場合より、2 導体懸垂装置に小さなしゃへい金具を取り付けた場合のほうがコロナ雑音が低いことがわかった。これはたとえがいしおよび金具の不完全なしゃへいであっても、2 導体では単導体より下部がいし周辺の電位の傾きが改善され、導体自体がしゃへい作用をするからである。

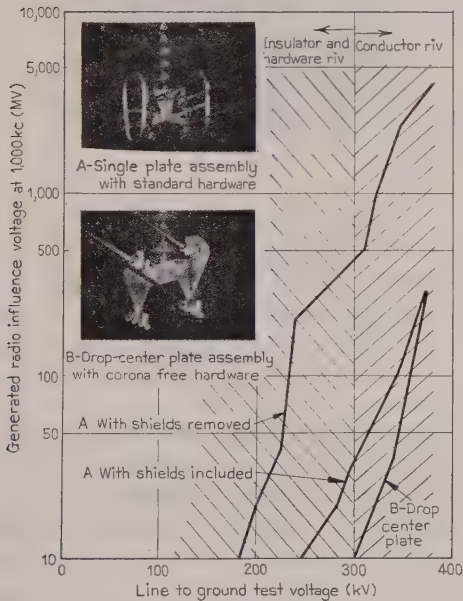
第 1 図は 4 導体の懸垂がいし装置で、導体をがいしに接近して短く接続するほど、下部がいしの電圧分担が楽になることを示したものである。この効果を応用



第 1 図



第 2 図



第 3 図

して第2図に示す特別な金具装置を作り、コロナ雑音の測定を行った。結果は第3図に示すように、第2図Bの金具にしゃへい金具を取り付けたものより、第2図Cに示すしゃへい金具のない導体を高い位置に取り付けた短縮形金具のほうがコロナ雑音が低く、0.8inの4導体で対地電圧350kVのときがいし装置からはコロナの発生がなく、さらに太い導体では400kVまでコロナは発生しない。このことからしゃへい金具なしのがいし装置は少なくとも650kVの系統電圧までは充分使用することができる。

このように導体とがいしを接近させた短縮形がいし

装置では相間距離を短縮でき、したがって線下幅を減少することができる。また支持物自体も小さくすることが可能となるので、非常に経済的である。

また特性インピーダンスが減少するので、電氣的安定度が高くなり送電容量が増大する。

機械的な安定度の問題は静的なものゝ動的なものに分けられるが、荷重条件のきびしい地域でのこの短縮形態垂がいし装置の使用には注意して設計する必要がある、このために多くの現場データが必要である。

(井上委員，三入利一訳)

11-427. 各種エナメル線と注形エポキシ樹脂の適応性

H. Lee: Compatibility of Magnet Wire Insulations and Epoxy Encapsulating Resins.
[A.S.T.M. Bull., No. 247, July, 1960, p. 69 ~73]

最近、電動機のコイル絶縁に含浸ワニス代わりにエポキシ樹脂を Encapsulating する方法が行われ、よい成績を取めている。この場合、アミンあるいは酸を触媒とするエポキシ樹脂とマグネットワイヤの適応性が重要な問題で、その試験方法について検討した。

(1) 電動機試験 最終的な試験法であるが、非常に長期間を要する。

(2) 耐薬品試験 硬化した樹脂との関係が判定しにくい。

(3) モートレット試験 有効ではあるが試験費用が高くまだ検討が必要。

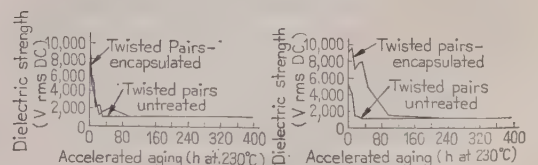
(4) Twist Pair test マグネットワイヤを一定の形状により合わせて試験管に入れ、エポキシ樹脂で埋め込んだものを試験片とする。

劣化の End point の判定方法には次の三つの方法がある。

(i) 試験片を、A種あるいはB種のマグネットワイヤが2kVで破壊するように定められた一定温度で一定時間加熱したのち、絶縁破壊電圧を測定する方法、試験結果は第1表のようになる。

(ii) 試験片の5~10%について破壊電圧を一定温度で一定時間後に測定する方法。試験結果は第1表および第1図のようになる。

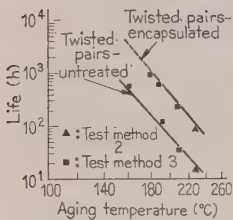
(iii) 各 Aging cycle ごとに各試験片に1または2kVの所定電圧をかけ、全試験片について破壊するま



第 1 図

第 1 表

Conditions	Breakdown Strength. V, rms, 60 c/s				
	Poly-(Vinyl Formal)	Polyester I, Class B	Polyester II, Class B	Epoxy-Polyester Class B	Epoxy-Urea-Formaldehyde Class B
Unaged, untreated twisted pairs	3,800	3,200	2,700	4,800	6,000
Untreated, oven-aged 11.3 hr at 220 C	800	1,100	800	2,100	1,900
Encapsulated, amine cure, unaged	9,000	—	7,800	—	8,800
Varnish-impregnated, encapsulated, amine cure, oven-aged, 11.3 hr at 220 C	1,800	500	500	500	800
Encapsulated, amine cure, oven-aged, 11.3 hr at 220 C	700	"	"	"	600
Encapsulated, acid cure, oven-aged, 11.3 hr at 220 C	800	1,000	1,300	2,100	1,300



第 2 図

での時間を測定し、その平均値をその試験温度における平均寿命とみなす方法、試験結果は第2図である。

以上の各試験方法を比較検討した結果、4番目の Twist pair 試験片による方法が Encapsulating 用エポキシ樹脂とマグネットワイヤ

の適応性の判定にもっとも適していることがわかった。これによると同一エポキシ樹脂でも硬化剤の種類が異なるとマグネットワイヤに対する適応性が異なり、同一樹脂、同一硬化剤でもマグネットワイヤの種類によって適、不適があるので、使用前に必ず調べる必要があると述べている。

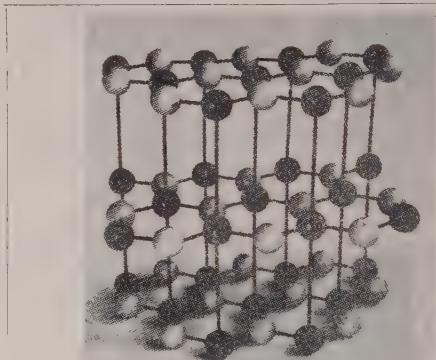
(長島委員, 吉岡 浩訳)

11-428. よく理解されていない半導体 黒鉛——高純度金属および 半導体製造への応用

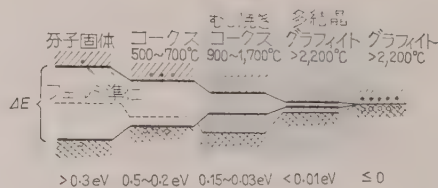
M. J. Millet: Le graphite semi-conducteur mal connu. Son application a la préparation des métaux purs et semi-conducteurs. [Bull. Soc. Franc Elect., 8^e Série, Tome II, N^o 13, Jan., 1961, p. 39~46]

炭素はまだよく理解されていない元素である。炭素はダイヤモンドおよび黒鉛の二つの結晶をもち、黒鉛は Hexagonal の結晶系で、高温高压下で合成が可能である。黒鉛は構造の異方性から、(001) 面と平行な方向および垂直な方向で性質が異なる。そして黒鉛の電気的性質を半導体のように考え、抵抗は電子、ホールの濃度と平均自由行程で決まると考えることができる。この考え方は、黒鉛の中性子照射の実験からも支持される。その他の実験より、(001) 面に平行な面で、活性化エネルギーが零の半導体と考えられることがわかった。

黒鉛の熱電効果も半導体的性質の現われであり、銅-黒鉛系で熱起電力が、*c* 軸方向で 30 μ V/°C, *a* 軸方向で 11 μ V/°C の値が得られている。またホール係数



第 1 図



第 2 図

は、約 2,200°C で最大値を示すこともわかった。種々の状態での黒鉛のエネルギー構造は、第2図のようなものであろう。黒鉛は高温で機械的強度が大きく、2,500°C で常温の約2倍、3~400 kg/cm² の引張り強さを示す。また熱伝導度は常温で金属のそれとほぼ同じ程度あるが、3,000°C ぐらいで大きく減少する。黒鉛の3重点は容易には求まらないが、100 気圧で約 3,900°K, また揮発温度は常圧で約 3,600°K と報告されている。

合成黒鉛は高純度のものができ、多くの産業に用いられている。特に高純度金属精製時の容器として、また Ge の精製には不可欠である。黒鉛の結晶粒が細ければ、溶融 Ge は黒鉛のポートに付着しない。また溶融には高純度黒鉛を抵抗体とした炉が好適である。また、その高度の加工性より、黒鉛はトランジスタ工業には欠かすことができない。

黒鉛は古くから知られているが、同時にまた非常に新しい材料であり、産業に用いられると同時に多くの研究の対象となっている。(鳩山委員, 柴田明一訳)

11・429. 変圧器油の誘電特性と安定度

Ч. М. Джуварлы и. Л. А. Мухарская:

Исследование диэлектрических свойств и стабильности трансформаторных масел.

[Электричество, No. 3, 1961, стр. 83~86]

最近の変圧器油の $\tan \delta$ が大きい原因を明らかにするため、工場での精製法の電気特性に与える影響を調べた。交流抵抗と直流抵抗はほとんど一致し、オーム損による $\tan \delta$ が大部分であることを示す。工場精製は硫酸洗浄、アルカリ中和の方法で行っているが、この際生じるナフテン酸のナトリウム塩と硫酸ソーダのうち前者が残ると $\tan \delta$ に悪影響がある。既製の油にこの物質を 0.01~0.5 % 添加して $\tan \delta$ を測定しこの結論を得た。精製時に充分な水洗いが必要である。次に安定性について原料油と精製法の影響を調べた。加熱劣化試験の結果、酸化による $\tan \delta$ の増加は原油によって非常に差があり、これは蒸留分組成の相違によることを明らかにした。変圧器油の安定性の低い原因の一つは、新しい原油に対し、精留条件を変えずに

第 1 表 洗浄の条件による安定度の相違

		初期 $\tan \delta$		酸化各 $\tan \delta$ (300 c/s)		酸化反応が現われるまでの時間
		70°C	100°C	70°C	100°C	
1	再洗浄前	4.5	11.2	8.4	30.6	100
2	" 後	1.1	3.2	5.1	20.5	150
3	" 前	5.8	14.6	9.2	32.7	100
4	" 後	2.5	7.2	5.3	20.8	150

操作していることにもある。次に、 $\tan \delta$ と安定度の関係について、安定度は原油、蒸留水分、洗浄程度などにより、 $\tan \delta$ は洗浄度のみによる。したがって $\tan \delta$ の低いことは安定度の保証にはならない。洗浄が充分でない場合残るナフテン酸ナトリウム塩が安定度与える影響を調べた。(第 1 表) 安定度の観点からも、洗浄の程度を規定する必要がある、70°C で 2.5 % 以下の $\tan \delta$ 値であれば、安定性に影響がないことがいえる。ГОСТ にはこの値が採用されている。また、最近酸洗浄に代わる吸着による精製方式の研究により安定度の改良がなされた。(井上委員、寺田哲朗訳)

11・430. 絶縁電線の定常状態および過渡状態における定格の算定

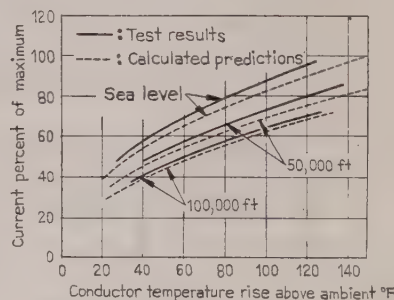
R.W. Stineman & G. W. McIntyre: Calculation of Steady-State and Transient Ratings of Electric Wire. [Pwr Apparatus and Syst., No. 52, Feb., 1961, 1157~1165]

従来の電線の電流容量は一つの定格であらゆる条件に適応させようとしたために不当に大きな安全係数を含み結果になってしまい、これを永い間使用してきた。しかし重量、経済性への配慮がより重要になって

きている今日、正確で信頼度が高く簡便な電線定格の決定法が要求されてきた。本文中の方法はこの必要性から生じたもので、(1) 種々の周囲条件および敷設条件、(2) 定常状態および過渡状態、(3) 導体が単一の場合および多数の導体よりなる場合、(4) 直流および交流、(5) 広範な過渡温度変化の場合、(6) 実用的かつ簡便、の六つの条件に適合するような方法で計算を行い、これに確認のための実験を行った。

計算は絶縁層中への伝導、表面からの対流および放射を考慮した定常状態の計算と、絶縁物の熱抵抗および熱容量と発生熱との平衡より過渡状態の計算を単導体の場合と多数導体の場合について行った。

この計算値に対する確認実験は表面放射、熱伝導および電線絶縁物の比熱などの諸特性の測定を行った。さらに定常定格値と過渡定格値を気圧および室温可変の実験室で測定した。定常定格値は二つの異なった形の二つの寸法、計 4 種の単導体について三つの異なった周囲温度、三つの異なった標高(海拔 0; 50,000 ft; 100,000 ft) の場合の実験が行われ、測定値と計算値との比較の結果、誤差は 10 % 内にとどまった。計算値と実測値のいずれにも誤差があると思われるが、計算値の誤差は 5 % 内で安全側に認められている。



第 1 図

過渡定格値の実験も定常定格値と同様の電線を使用した。標高も同様であるが過渡上昇温度を連続定格の範囲内に止めなければならないため、周囲温度はただ一つで行っている。計算値と実測値との比較では誤差は 10 % 内で、計算の誤差は 5 % 以下にあると述べている。

終りに以上の確認実験は単導体だけについて行ったものだが、多数の導体の場合にも適用でき、前の六つの条件にも適合し、実際の設計手段として使用するにも充分確度を有すると結んでいる。

「付」として計算機プログラムについて詳述されている。

訳者注：筆者 2 人は Boeing Airplane Co. に所属している研究員で航空機用絶縁電線に関連して研究したものと思われる。

(井上委員、織内 勲訳)

11-431. 345 kV 合成材料絶縁ケーブル

L. F. Hickernell & E. D. Eich: Insulation Breakthrough Yields All-Synthetic 345 kV Cables. [Elect. Wld, Vol. 155, No. 16, April 17, 1961, p. 60~62]

ニューヨークの Con. Edison 社は 17 mile におよぶ 345 kV 地中送電線を 1964~1965 年に建設すると発表している。

これは 138 kV のパイプ形ケーブルの送電容量約 200 MW に対し 345 kV 高圧ケーブルは約 450 MW であり、高圧化に伴うケーブル布設およびその付帯工事費の増加も僅少であることより明らかである。

Cernell Project においては、数社共同で 345 kV 超高圧ケーブルの長期課電試験を行っているが、ここに述べる全合成材料ケーブルは 345 kV ケーブルの分野に次の 4 項におよぶ新しい基本的解答を与えた。

(1) 長期高圧課電において低誘電体損を有する合成絶縁油。

(2) 少なくとも三相 500 kV にて使用し得る。薄油膜を有する含浸合成フィルムケーブル。

(3) 合成絶縁材料の使用により誘電体損を油浸紙の 1/4 にし、送電容量増加を可能にさせる。

(4) Garton 効果の原理はすべてのケーブルに適用されるが、普通のデータから超高圧材料の誘電特性は予知しえない。

超高圧ケーブルの使用には種々の問題があるが、その一つに誘電体損があげられる。誘電体損による温度上昇のため、送電容量は減少する。誘電体損の改善の要因としては誘電率と力率があげられる。種々の要因より超高圧絶縁を満足するものとして油浸紙が使用され、これらの力率改善に大きな努力が払われている。この結果 345 kV 油浸紙の力率として運転時温度にて 0.2% が得られているが、誘電体損減少の利点としてはわずかなものである。

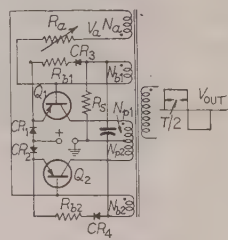
新しい 345 kV ケーブルはテープに成形されたポリカーボネイト樹脂を使用した。テープには真空作業時の脱気脱湿を容易にさせるため凹凸模様が付けてあり、ケーブルは低粘度の特殊絶縁油にて含浸される。1958 年よりのこのケーブルの長期試験より、紙ケーブルより高い使用電位の傾きをとることによってケーブル外径の減少と、誘電体損の低下および導体最高使用温度が低ケーブルより高い 120°C にとれることより送電容量の増加を図ることが可能となった。同一導体温度にて使用した場合は、誘電体損による温度上昇 15°C 分の電流容量増加がみられ、このため同一構造の紙ケーブルより 110 MW の送電容量増加がある。また同一送電容量においては 15°C の温度低下が認められ、ケーブルの長寿命を期待しうる。

(井上委員, 南井孝夫記)

13-432. RC 回路によるトランジスタコンバータの周波数と、位相差の制御

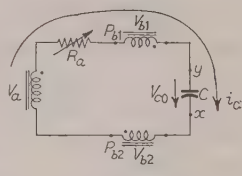
F. V. Kadri: Control of Frequency and Phase Displacement in Transistor Converter Circuits by Means of R-C Networks. [Commun. and Electronics, No. 53, March, 1961, p. 43~48]

この論文の第一部で示す新しい形の変換周波数トランジスタコンバータは、従来のトランジスタコンバータとは次の点で異なる。すなわち、発振周波数は接続される直流電圧には比例しない。すなわちスイッチ作用の周期は、抵抗、容量回路の時定数によって決まり、飽和要素は必要とされない。すなわち抵抗が容量を変化することによって、その周波数が容易に制御ができて、一度その周波数が設定されれば、入力直流電圧が大きく変動しても、周波数には大きな変動を与えない。その回路を第 1 図に示す。



第 1 図

で、充電電流は抵抗 R_a 、容量 C 、巻線 N_a 、 N_{b1} 、 N_{b2} によって作られる回路に限定される。その等価回路は第 2 図に示す。ここで、トランジスタ Q_1 、 Q_2 が交互に導通し始めるときは、それぞれのベース電位 P_{b1} 、 P_{b2} が互に等しくなったときである。以上のことを考慮すると次の式が得られる。



第 2 図

$$i_c = \frac{V_a + 4V_b}{R_a} e^{-t/R_a C} \quad (1)$$

$$P_{b2} = P_{b1} + i_c R_a - V_a \quad (2)$$

$$\text{ただし } V_{b1} = V_{b2} = V_b, V_{c0} = 2V_b$$

周期 T および周波数 f は次の式で得られる。

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{2R_a C \ln \frac{N_a + 4N_b}{N_a}} \quad (3)$$

ただし、 N_a 、 N_b : それぞれ巻線 N_a および巻線 N_b の巻線数

(4) 式の関係を持たせると (5) 式のようになり、同期は R と C の積で決められる。

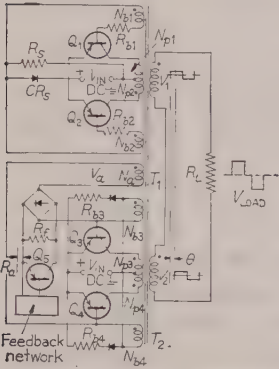
$$N_a = \frac{4N_b}{e-1} \approx 2.33 N_b \quad (4)$$

$$f = \frac{1}{2R_a C} \quad (5)$$

以上の特徴をまとめると、直流電圧の広い変動に対して、動作周波数が一定であり、周波数が広い範囲にわたって一定であり、飽和要素が使用されていないのでスイッチによるスパイクが非常に小さくなる。

なお、実効値 120 V, 40 W 用の負荷に対するコンバータの周波数 800~15,000 c/s までのデータが示されている。

第2部では、直流電源で動作して、一對の独立に発生する方形波の間の位相差を制御するための抵抗、容量回路を持つトランジスタを使用した調整器が述べられている。その回路例は第3図に示す。



第3図

流器 CR_S からなっている。

位相差は次の式で与えられ、

$$\theta = \frac{R_a C \ln \frac{E'}{V_a} 2\pi}{4 N_i B_i \text{ sat } A_i / V_{dc} \times 10^6}$$

R_a は可変であるから、 θ の値は入力電圧の変動に対して補償するように動作することができて出力を一定にできる。

その特徴は、損失を招く素子を使用していないので本質的に効率がよく、方形波信号はトランジスタを非導通のサイクルで充分にシャ断電位に保つのでトランジスタの動作は信頼性がある。(長谷川委員)

15・433. ガスジェットからの発電

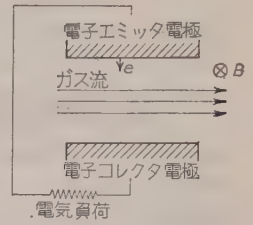
D. J. Harris: Electric Power From Gas Jets. [J. Instrn Elect. Engrs, Vol. 7, No. 74, Feb., 1961, p. 84~86]

電磁流体発電に関する技術綜説である。

従来のタービンによる発電は、熱エネルギーを機械エネルギーに変換する際の損失が大きく、温度、圧力についても構造上の制限があるので、機械部分を排して電離した高温ガス流体と磁界とを作用させて発電しようとする着想はすでに、50年ほど前からあった。しかし、その実験はごく最近になって行われたが、これには材料とジェットの技術が貢献している。

高速ガスジェットの技術は、すでに確立され、速度

1,000 m/s, 温度 2,000°C, 圧力 0.1 気圧が代表的である。ジェットには閉サイクルと開サイクルとあり、閉サイクルでは得られる温度は低いけれども、ガスの種類を任意に選べる利点がある。また、パルス運転によりより温度を上げることができ、後述の誘導によるエネルギー変換が可能となる。

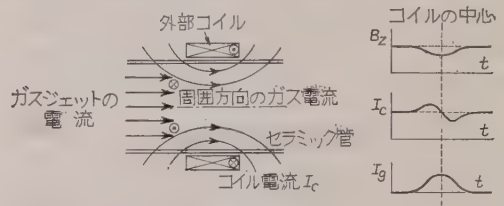


第1図

ガスは初めは電気を帯

びていないので、導電性にするためには次のような方法が考えられる。まず、電子ビームをジェットに注入することが考えられるが、250 keV のビームでも、ガスの 1/1,000 が電離されるにすぎない。次に、高電界をかけてガスを電離する方法があり、高周波電界をかければ電極が不要となる利点がある。しかしこの場合も、ガスの電離は 1% 程度である。第3の方法は、高温にして、ガス分子を熱解離させることで、電離電圧の低い、カリウム、ナトリウムなどをジェットに入れてやると、2,000°C で 1% が電離する。

ジェットから電力を取り出す一つの方法は、第1図のように磁界を直角にかけて、電子と正イオンとを分離することである。これは普通の発電機の原理と同じで、導電性ガスが回転子の導体に相当する。第2の方法は、ガス中の円周方向に交番する電流と外部のコイルとの誘導を利用するもので、ジェット中に電極を置く必要のないのが大きな利点である。円周方向のガス電流を作るには、軸方向に交番磁界を加えればよい。



第2図

また他の方法として、第2図のように直流の流れている大きな空けきコイルの軸方向にパルスジェット流を通す方法があり、ジェットの導電率とパルス周波数の積が大きければ、コイルの実効インダクタンスが変化し、パラメトリック原理によって、コイルとキャパシタよりなる同調回路にジェットからエネルギーを取り出すことができる。

このようなジェット発電の問題点はガスの電離はせいぜい数パーセントであるので、電離していないガス分子のエネルギーをいかに利用するかということであり、現在、この問題に対する解答は得られていない。

(北村委員, 片岡照栄訳)

特 許 紹 介

97. 電動機速度制御装置

特許公報 昭 35-8260

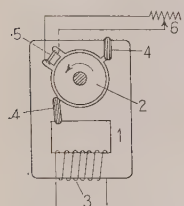
発 明 者 金子勘作, 大塚定幸

特許権者 日本ビクター

従来小形のくま取りコイル形電動機速度制御は、ガバナ機構による機械的制動、あるいは回転円板と永久磁石とによるうず電流制動により行っており、制動機構の容積が大きくなる欠点があった。

この発明は主磁極の一方にくま取りコイルを、他方に制動用コイルをそれぞれ設け、制動用コイルに流れる電流を調整して速度を制御するものである。

第1図について説明すると、主コイル3を設けた固定子鉄心1の主磁極の一方にくま取りコイル4'を、他方に制動用コイル5を設け、この制動用コイル5に



第 1 図

電流調整用の可変抵抗6を接続する。可変抵抗6が無限大の場合は、くま取りコイル4, 4'により移動磁界が生じ回転子2は回転し、可変抵抗6が零の場合は、くま取りコイルによる移動磁界と反対方向の移動磁界が制動用コイルにより生じ、回転数は低下す

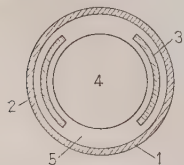
る。したがって可変抵抗6を加減して制動用コイル5に流れる電流を調整することにより、回転数を任意に加減制御することができ、制動機構などを従来のもののように付加する必要のないものである。

98. 誘電電動機の回転子

特許公報 昭 35-10160

発明者および特許権者 安宅彦三郎, 鳥崎俊助, 野村精一

酪酸、カプロン酸などの脂肪酸中に二つの電極を配置し直流高圧を印加しておき、電極間に中空ガラス管を回転できるように支持すると、ガラス管は毎分数百ないし数千回の回転をすることが確かめられ、この誘電電動機の原理は数年前に明らかにされた。

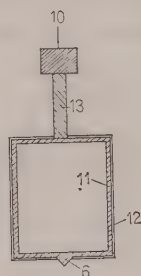


第 2 図

この発明は従来の誘電電動機の回転子を改良して機械的衝撃に対して強度の大きい中空金属管を用い、その金属管の表面にビニール、ナイロン、けい素樹脂などの絶縁性薄膜を被覆したも

ので、第2図のように容器内に電極2, 3を配置し、適度の誘電性と導電性とを備えた脂肪酸のような媒質を満たし、電極間には第3図に示すように、中空金属管11の表面に絶縁薄膜12を被覆した回転子4を回転できるように支持している。

この発明者らの実験によれば、直径3.5cmのガラス容器中にカプロン酸を入れ、直径1.5cmの中空アルミ棒に絶縁被覆した95gの回転子を800rpmで回転させ、その際の電圧は18kV、電流は120μAであった。



第 3 図

回転子として金属管を用いているため、金属管表面が等電位面をつくり、その結果、回転子絶縁被覆面に働く電界強度を高めることができ、回転子の表面に蓄積される電荷と脂肪酸分子の分極電荷との反発力による回転トルクをいっそう増大することができるようになった。

99. トランジスタ増幅器の自動利得制御方式

特許公報 昭 35-11966

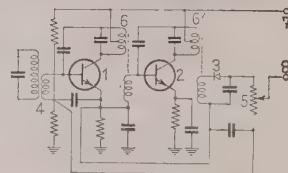
発 明 者 安田順一, 鹿井信雄, 高橋昌宏

特許権者 ソニー

この発明はトランジスタを使用する2段以上の増幅回路の自動利得制御方式に関するもので、第4図に示すように、トランジスタ多段増幅器の検波出力の直流分をまず信号レベルの小さい前段トランジスタ1に自動利得バイアスとして印加し、さらにその段で増幅された直流出力の一部

を、その段よりも後続のトランジスタ2に対し自動利得バイアスとして加えることを特長とするものである。

従来のトランジスタ受信機では、1段だけを制御する自動利得制御方式が多く行われていたから、入力の広い範囲にわたりひずみの少ない出力を得ることは困難であった。この発明によると回路をあまり複雑にすることなく2段階以上に利得制御をしているから、特性を改善することができる。



第 4 図

100. 絶縁継目をを用いない軌道回路方式

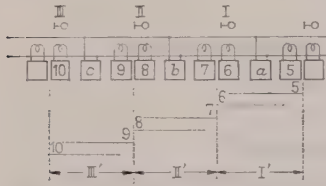
特許公報 昭 35-13305

発 明 者 河 辺 一, 奥 村 宏, 中山 孚光,
坪 井 正 男, 伊 藤 喜 久 治, 神 戸 敏 夫

特許権者 国鉄

従来用いられている絶縁継目をを用いる軌道回路方式は、高速列車に対して絶縁継目が悪影響をおよぼし、また長尺レールの長さを軌道回路の長さ以上に長くすることができない。

この発明はそれらの欠点を除くため軌道回路に絶縁継目を無くしようとするもので、第5図で a, b, c は各閉そく区間 I', II', III' に対する送信器、5, 6:7, 8:9, 10 はそれぞれ各送信器 a, b, c に対する受信器で、送信器から



第 5 図

送られたレール電流を受電コイルによって受信し、各受信器内の継電器のおし上げ、落下によってそれら閉そく区間における列車の存否を検知する。

この場合、隣接の送信器 a, b, c は交互にその信号周波数を変えておき、同一周波数の閉そく区間の間隔は、信号電流のレール中での減衰が充分となる距離だけ離すことによって受信器相互の混信を防ぐ。

図に示された6本の横線は各受信器内の継電器の落下している列車の位置を示し、点線部分は継電器の状態が不明確な範囲を示す。

III	10	9	8	7	6	5
R	▼	▼	▼	▼		
Y						
G	▲	▲	▲	▲		

第 6 図

とき停止 R を現示し、8または7の継電器が落下しているとき注意 Y を現示し、7, 8, 9, 10の継電器がすべておし上げられた場合進行 G 現示となる。以上のようにこの発明によれば、絶縁継目の無い軌道回路によって明確に信号制御を行うことができる。

101. 放電加工装置

特許公報 昭 35-14849

発 明 者 井 上 潔

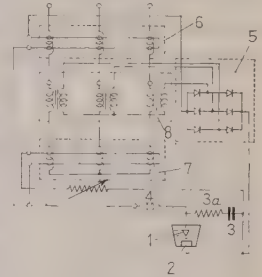
特許権者 ジャパックス

従来の放電加工装置は、そのほとんどが加工時の放電ギャップ電圧は無負荷時の電圧よりも低く設定されているため、わずかのギャップの長さの変化によってもこの電圧が変動し、一定の荒さの加工面を得ることは不可能であった。すなわち、なんらかの原因によって無負荷状態になると、そのギャップに無負荷電圧が

印加されることになり危険な状態をひき起こすことがあった。

この発明はその点につき、加工時のギャップ電圧を無負荷電圧よりも大きくし、無負荷時にも過電圧がギャップに印加されないようにするとともにギャップの短絡の際には短絡電流を急速に抑制させて、正常加工時にはギャップに充電電圧の最高値が印加されるように構成したものである。

第7図で1は電極、2は被加工体、3はパルス発生用コンデンサ、6は加工電流により、7はギャップ電圧によりそれぞれ制御される可飽和リアクトルである。ギャップで放電が行われていないとき、ギャップ電圧と電流とによって各リアクトル6, 7が制御され、電源変成器8の一次側に電圧降下を生じ、ギャップには各リアクトルが無いときの無負荷時の充電電圧よりも



第 7 図

低い電圧が印加され、放電が行われるにいたって加工電流が増大し、リアクトル6が飽和し電圧降下が減少し、ギャップ電圧も増大し、ギャップに充電電圧の最大値が印加され、またギャップが短絡したときはギャップ電圧は低下し、リアクトル7は不飽和となり（リアクトル7による電圧降下の増加分がリアクトル6によるその減少分より大となるようにその値を選定してある）、短絡電流の増大が抑制される。

102. レーダ受信器

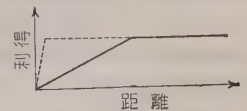
特許公報 昭 35-16078 号

発 明 者 E. Parker

特許権者 Decca Record Co., Ltd.

パルスレーダによって空間を探索する場合、レーダ局近傍の地表で反射させられる強勢な反射波が、遠距離に存在する目標から反射された微弱な反射波の観測を妨害する。そこで、この発明は不要な地表からの反射波を抑制するように、受信器の利得をアンテナビームの仰角と探知距離に対応して変化させる。すなわち、第8図に示すように、

アンテナビームの仰角が低い場合には実線のように近距離の利得を抑制させるが、アンテナビームの仰角が高い場合には、地表から



第 8 図

の反射波を受信することがないので、点線のように近距離の利得を抑制させない。このように、受信器の利得/距離の特性を、アンテナビームの仰角に応じて連動して連続的にあるいは段階的に変化させるように構成

したものである。

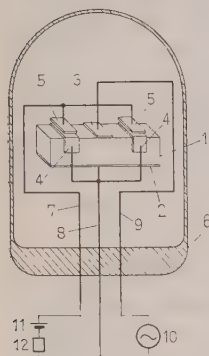
103. 圧電装置を用いた周波数 選択継電装置

特許公報 昭 36-1316

発 明 者 橋 篤志, 品田敏雄

特許権者 日立製作所, 金石舎研究所

この発明は水晶のような圧電装置を用いて周波数選択継電装置を得ようとするもので、第9図のようにネオンのような放電ガスを封入した容器6の中に圧電装置1を封入し、共振時、この電圧装置1の機械的振動の大なる位置に生ずる電荷により放電ガスを励起させ、もってこの部分に配置した電極4、5間に放電を行わせ、これにより継電作用を生じしめるように構成したことを特徴とする。



第 9 図

大きな位置では封入ガスの励起電圧に達し、この部分に配置した電極4、5間に放電が生ずる。したがって、直流電源11と接続された負荷12は弁別性の高い周波数選択装置として動作されることになり、また電極3、4の位置を複数個設けることにより、異なった周波数に対する選択装置としても動作する。

104. パルス発振器

特許公報 昭 35-16773

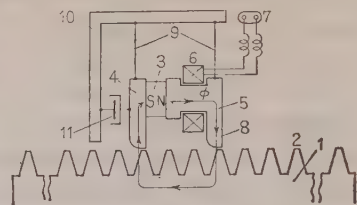
発 明 者 佃千之助, 鶴沢高吉, 柳 嗣

特許権者 電電公社

この発明は計数形自動制御装置あるいは計数形計測装置などにおけるパルス発振器に関するもので、低速においても電子的計数装置を作動させるに充分なる波高値を得ることを特徴とする。

第10図で、透磁率の高い材料で作られた突起板1、その突起2、極性一定の磁石3、高透磁率材料よりなる磁鉄4、5、コイル6、その端子7、突起2と対向する磁極8、板ばねのような弾性体9、不動支持体10、オイルダンパ11が示されている。そして検出器を通過する突起2の数に等しいパルス数を生じ、その正負は運動方向を指示する。しかし、検出器と突起との相対速度が遅いと発信パルスの波高値が減少するので、板ばね9で検出器をつり下げると、磁氣的吸引力

で検出器は若干突起2に引きずられ、板ばねの反発力が増大して吸引力に打ちかてば、急速にもどって隣接する突起に停留する。すなわち、検出器が突起を離れたときの相対速度はほぼ一定であるからパルスの波高値は常に一定である。また、振動を起さないようにオイルダンパも取り付けられている。



第 10 図

105. 可変指向性空中線

特許公報 昭 35-17362

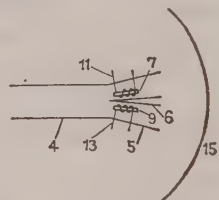
発 明 者 林 周一

特許権者 東京芝浦電気

この発明は、従来の機械的方法にかえ電氣的に、鋭いビーム状電波を空中線の指向軸線を中心として回転させ、飛しょう体を常に指向軸線に沿って誘導するための空中線装置である。

電波進行方向に電界 H が加えられているフェライトは正の円偏波に対してはその導磁率 μ は減少し、負の円偏波に対しては増加する。したがって、電波はその性質上導磁率の大なる部分に偏るものである。

この発明はその原理を利用したもので、第11図に示すように、円形導波管4の先端部に取り付けられたホーン5の付近に中心軸から等距離にほぼ対称的に数個のフェライト素子を配置し、このフェライト素子に



第 11 図

は励磁コイルを巻いたものである。したがってこのコイルに一定順序で励磁電流を供給するか、一定順序で位相の異なる交流電流を供給するかして、フェライト素子を励磁すれば、主ビームを円形走査することができる。

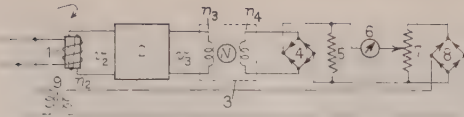
106. 舶用馬力計

特許公報 昭 35-18340

発 明 者 山口富夫, 遠藤 立, 花尾育治

特許権者 新三菱重工

この発明は舶用機関の軸馬力の測定器に関するものである。従来は回転トルクと回転数を測定し、両者から計算あるいは図表により、またはトルクと回転数に比例した電氣量を電力計に導入して、その相乗積により軸馬力を求めていたが、それらの方式では計器目盛が回転数に対して2乗の目盛になるため、低馬力にお



第 12 図

いてはその指示精度が低下し、この傾斜は指示範囲が拡大されるほど顕著になる。この発明は二相電動機により積算を行い、測定全域にわたって等間隔目盛で直接馬力を指示させるようにしたものである。

第 12 図で、磁わい管ピックアップ 1 から軸のねじり量に比例した電圧を取り出し、それを増幅器 2 で増幅して二相電動機 3 の一方の巻線 n_3 に入れる。また二相電動機の回転子は被測定回転軸に連結されるから、他方の巻線 n_4 には軸のねじれと回転数とを積算した電圧が誘起され、それを全波整流器 4、負荷抵抗器 5 に入れ、一方、電源から変成器 9、全波整流器 8 を通して平衡用可変抵抗 7 に入れ、負荷抵抗 5 と平衡をとって、指示計 6 により測定する。

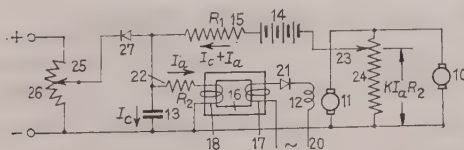
107. 負荷に無関係に直線的加速を行う制御装置

特許公報 昭 36-18

発 明 者 James Long, William Russell Miller
特許権者 G. E.

この発明は負荷たとえばコンベアなどの一定加速減速制御を行う装置に関するもので、第 13 図について説明すると、発電機 11 の出力により負荷を接続した電動機 10 を駆動し、この発電機の励磁をコンデンサ 13 の電圧を入力とする増幅器 16 により行うものにおいて、コンデンサの充電電流 I_c を一定にすれば、コンデンサ電圧は直線的に増加し、したがって電動機も直線的に昇速するが、この発明はこの I_c を一定とさせるのに充電電源 14 および抵抗 R_1 のほかにコンデンサ電圧および増幅器入力電流 I_a の電圧降下 $I_a R_1$ を補償する電圧を帰還電圧として加えることを要旨としている。いま、充電電源電圧を E_d 、電位差計 24 のタップ 23 の電圧（帰還電圧）を E_f 、入力側のコンデンサからみたタップ 23 までの増幅度を K とすれば

$$E_d + E_f = R_1(I_a + I_c) + R_2 I_a,$$



第 13 図

$$E_f = K R_2 I_a$$

が得られ、これから

$$E_d = I_a(R_1 + (1-K)R_2) + R_1 I_c$$

となる。 $K = (R_1 + R_2)/R_2$ とすれば $E_d = R_1 I_c$ となつて I_c は一定になる。 $K = (R_1 + R_2)/R_2$ なる条件はコンデンサ電圧 $I_a R_2$ および $I_a R_1$ を補償することにほかならない。

この装置に設けられた分圧器 26 のタップ 25 を適当位置におくと、発電機電圧が所定値に上昇したとき電流は整流器 27 を通してバイパスされ充電は停止するので、電動機はそのときの速度に保たれ、また速度の上昇率は電源電圧、回路の時定数によってたとえば 1~100 s(加速時間)にわたって変えられるなどの効果もある。

108. 電力用整流器の接触電極装置

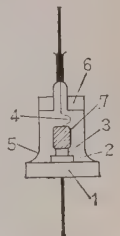
特許公報 昭 36-2413

発 明 者 星野 宏

特許権者 日本無線

最近、合金材料として Al 線を用い、この Al 線を Si 面に垂直に型で保持して Al 線の一端と Si とが溶け合うところで整流層を構成させ、Al 線の他端を外部リード線と溶接する構造が用いられているが、この製造方法には後の工程において Al の Si 接合部にクラックがはいりやすく良品率が低い。したがって整流体は Si にその面積より小さい薄い Al の円板を重ねた構造とし、一度の合金操作で多数個の処理を安定に行えるようにすることが望ましい。こうしてできた整流体に外部電極を接続するため、たとえば Pt-Ir 合金のように化学的に安定で、高温で弾性変化の少ない物質のリボンを S 字状に曲げて接触子を作り、この一端にリード線を溶接し他端を Al 面に弾性的に圧着して整流器を形成させることが便利方法として行われている。

しかし、このような構成の整流器は電源スイッチの開閉に伴う過度電流により往々焼損するが、これは接触子の圧着されている個所の接触抵抗により瞬時高温に達するためであることが判明した。それは接触子が通常細いリボン状をなしているためである。この発明は弾性接触子に銀または銅の小塊を溶接してその金属小塊を合金物質に圧着するもので、このようにすることにより、発熱部近傍の熱容量および接触部の面積が単なるリボン状接触子の場合よりも増大するから接触抵抗が減少し焼損を防ぐことができる。



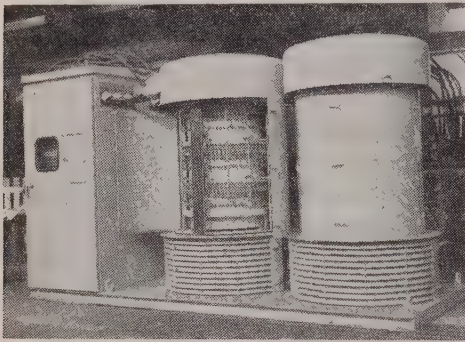
第 14 図

ニ ュ ー ス

◇ 3,000 kW 移動用シリコン整流器

国鉄では、さきにトラックに搭載輸送できる移動用水銀整流器方式を採用し、その簡易性が評価されている。最近シリコン整流器が電鉄用として充分実用できる段階に達したので、その小形、軽量、耐振性および温度管理や制御方式の簡易性などを活用して、移動用整流器としては今後すべてシリコン整流器を採用することとなった。

その最初のものとして昨年度山陽線岡山地区（明電舎製、写真参照）および東京日暮里地区（日立製）に



納入されたが、トラックで搬入し、そのまま、あるいは地上におろして屋外のまま使用できるもので、輸送および運転取扱いの簡便性が好評を得ている。

性能としては一般のシリコン整流器よりも小形で、風雨、日照に耐え、かつ防塵などが考慮されているほか、既設水銀整流器などとの並列運転や、諸種の整流器用変圧器との組み合わせ使用などについて特に考慮されている。

◇ インド国鉄交流電化、日本施工分完成

日本が施工を引き受けたインド国鉄交流電化工事の一部が完成し、去る7月22日タタナガルで、インド運輸大臣出席のもとに電化開通式が行なわれた。

インド国鉄交流電化設備工事は複線、約1,150 kmで、その一部約115 km区間の工事を日本が受注した。日本国鉄の応援を受け、日綿実業株式会社が日本代表として、この工事契約をインド国鉄との間に締結したのは1958年11月29日であった。1959年4月10日、起工式をあげ、今年5月末、日本受け持ちの工区が完成、7月4日から1年間の工事保障期間にはいり、7月22日開通式となったわけである。

工事施工のため特にわが国の電化工事に多年経験のある大手4社の協力により、設計、施工の専門技術者によって日本工事団が編成され、最盛期には28人が

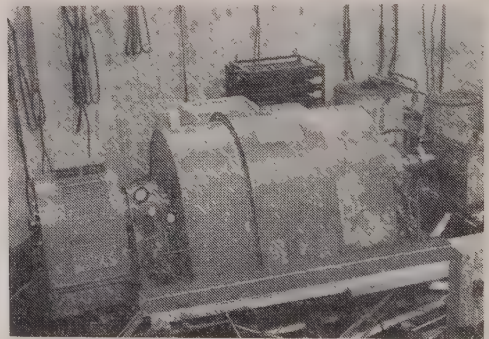
投入された。日本が繰出した主要資材はI型鋼1,777トン(八幡)、トロリー線283トン(古河、住友電工)、がいし25kV用長幹10,500個(日本碍子)、変圧器10,000kVA 8台、12,500kVA 2台(日立)である。

◇ 高速度・大容量静止セルビウス装置

明電舎では、このほど新日本化学工業株式会社の軸流蒸気圧縮機駆動用として1,800 kW、毎分3,000回転の高速度・大容量静止セルビウス装置を完成した。

従来3,000回転級の高速度可変速電動機には、ワードレオナード制御の直流電動機の歯車増速、あるいは、巻線形誘導電動機の二次抵抗減速方式が用いられていたが、製作可能容量に限度があったり、また二次抵抗減速方式では効率、速度特性とも悪く、特に自動制御には不向きであった。

静止セルビウス装置は巻線形誘導電動機の新方式による速度制御装置の名称で、新聞輪転機用、製糖機用などの用途に適合している。この装置は、巻線形誘導電動機の二次側に半導体整流器を接続し、整流した二



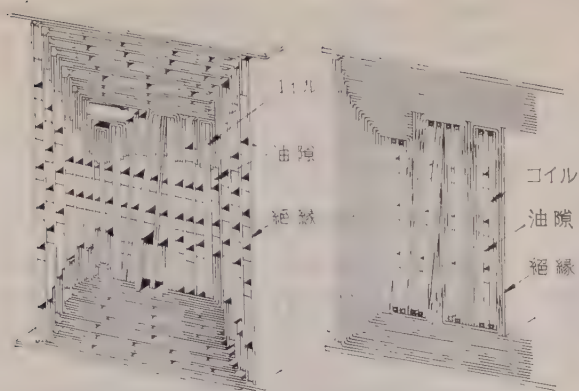
次出力を水銀逆変換装置に加え、電源に返還するようにしてある回路の、水銀逆変換装置の格子を位相制御して電動機の回転数を制御するものである。

なお、今回完成したものは閉鎖通風形で、3,000 V、50 c/s、2極、速度調整範囲は15%である。

◇ インナクール変圧器第一号器完成

新しい絶縁方式と新しい冷却構造をした本邦最初のインナクール変圧器が三菱電機で完成、同社伊丹製作所の新設70kV自家発電所用変圧器として運転を開始した。

この変圧器は、正しくは充填絶縁内部冷却変圧器と呼び、容量は15,000 kVA、電圧77 kVで、同社がかねてから開発中であったものを製品化したもので、米国でもウエスティングハウス社が多年の基礎研究の結果製品化に成功、大容量化を進めつつある。



従来の外鉄形絶縁構造

インナクルド絶縁構造

第1図 絶縁構造比較図

第1図の「絶縁構造比較図」が示すように、従来の電力用変圧器の絶縁が、油隙と油浸プレスボードの組み合わせ、つまり油浸プレスボードと冷却用油ダクトとをサンドイッチした構造をとっていたのに対し、インナクルド構造では、従来の形と同様のコイルが並列のまま2分割され、その等電圧コイル・セクション間に油隙を介在し、主絶縁および直列コイル間はプレスボードを充填する画期的な変圧器である。

そのほか、製作上の特色には、インナクルド変圧器では小さい油隙の存在を許さないで、従来の形式のようにプレスボードの接合に重ね接ぎを採用できず、すべてテーパ接合とし、特にコイルの近傍には、油隙が存在しないように、また電位の傾きが高くなっているため、加電部に先端がないよう、特別に考慮が払われているなどである。

高電圧大容量化には、さらに研究が必要とされるが、本方式の採用により、変圧器の重量・寸法ともに10~20%縮小することができる見込みである。今度すえつけられたもののおもな仕様は次のとおり。

形式：フォームフィット式、油入自冷式
 容量：12,000 kVA/15,000 kVA, 3相, 60 c/s
 電圧：一次 80.5—77—73.5—70 kV, 12(15) MVA, 二次 3.3—6.6 kV, 10 MVA, 三次 3.3—(6.6) kW, 5(7.5) MVA
 (注：括弧内は風冷時の出力)

◇ 米で世界最大 900 MW

タービン発電機

タービン発電機の単位出力が年々上昇することは、世界各国の共通現象だが、米国ではいま世界最大 900 MW のタービン発電機が計画されている。

これは TVA の新設発電所である Bull Run 火力発電所に設置する No. 1, No. 2 用で、昨年末 GE 社が受注し目下設計製作を進めている。タービンは CC 4F で最終段翼長 43 in のクロスコンパウンドで一次

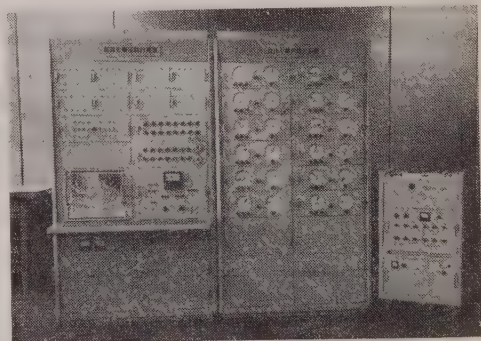
側 3,600 rpm, 二次 1,800 rpm である。銘板出力 865 MW であるが、最大 936 MW まで出せる。蒸気圧力は 3,500 psig (246 kg/cm²g) の超高圧の一段再熱で、主蒸気および再熱温度とも 1,000°F (538°C) である。発電機出力は遂に 1,000 MVA を突破した 1,100 MVA で短絡比は 0.58, 水素圧力は 45 psig (3 kg/cm²g) の直接冷却機で固定子巻線は水冷式であり、回転子巻線は Air Ggp Pick-Up 式である。これら2台のタービン発電機の No. 1 は 1965 年 12 月に、次の No. 2 は1年遅れの 1966 年 12 月にそれぞれ営業運転にはいる予定である。

◇ 電鉄用直流き電回路計算盤

鉄道技術研究所安達彦一技師が設計指導して、日立製作所でつくっていた電鉄用直流き電回路計算盤が今春完成、国鉄に納入された。

直流電化区間の負荷やき電電圧の計算は、単純なようでいて案外に複雑なものである。というのは、その区間に並列き電する二つの変電所と数本の車両負荷、電車線路のインピーダンス、き電区分所などの定数を組み合わせ、総合して計算しようとするとき、き電電圧によって、車両の負荷と運転電流曲線が変化するためである。実際には相当な誤差を覚悟して、き電電圧を一定と仮定するか、あるいは面倒な反復計算を行なう必要があった。

ところが、最近、新電化ダイヤの大改正や車検、編成の変更に伴ない、地上変成設備とき電線との協調を



チェックし、設備の増強を計画するさい、簡単でしかも精度の高い計算ができる装置が必要となってきた。そこで、新装置がつくられたわけだが、この装置は写真のように、両変電所の内部インピーダンスをそれぞれ予めセットし、き電線のインピーダンスと定格電圧のときの標準運転電流曲線とを与えると、実際のき電線電圧の変動に対応し、自動的に電流および速度が変化しながら、実際の運行状況を再現し、この電流と電圧をペンオシロで描かせるものである。要素としては、車両は 12 本までセットでき、記録は架線電圧、変電所き電電流を得られるが、切り換えによりき電区分所電流、電圧、車両電流なども得られるほか、き電

系統の保護方式の研究その他特殊なものにも応用できる。

◆ 信越線横川—軽井沢間の複線化計画

信越線横川—軽井沢間は現在、66.7%の急こう配を直流 600 V アプト式で単線運転を行なっているが、最近の輸送量の急増に対応して、複線化して輸送力を大幅に増強することとなった。

複線化は、こう配は 66.7% のままとし、地上設備としては 6 kV 受電で横川、熊の平、軽井沢に各 RC 2,000 kW×3 の変電所を設け、電力回生を可能とする。架線電圧は DC 1,500 V として東京方面よりの直通運転を行なえるようにし、架線方式はダブルシングルカタナリー方式とし、き電線は Cu 325 mm² 3 条相当を用いる。なお車両負荷が 4,000~5,000 A であるので、地電位上昇防止のため、特に負き電線として Cu 150 mm² 2 条を設ける。

列車はこのこう配区間を 2 重連または 3 重連の電気機関車で上り、下りは特殊冷却の発電制動を行なう。なお将来の問題として回生制動が検討されている。このような急こう配を粘着のみにより運行するのは初めてであり、特に下りこう配の抑速制動は高度の技術を要するので、来春から横川地区で試験運転を行ない、全線運転開始は昭和 38 年 6 月の予定である。

◆ 機械試験所で自動車走路検出器を試作

機械試験所では一昨年来、誘導線路に沿って自動車を無人走行させるいわゆる自動操向装置の研究を行なってきたが、このほどこの装置に使用する電磁形走路検出器（鉄帯を誘導線とする）の試作が完成した。

検出器は励磁コイルによって造られた数百サイクルの交番磁界中に、検出コイルを取り付けた鉄帯（磁性板）をおく構造としたもので、コイルの取り付け位置



を調整して検出器の中央が誘導線路上にあるときの平衡残留出力を最小にしようと試みたものである。この方法により従来の差動接続形のものにくらべ、特性を一段と改善することができた。

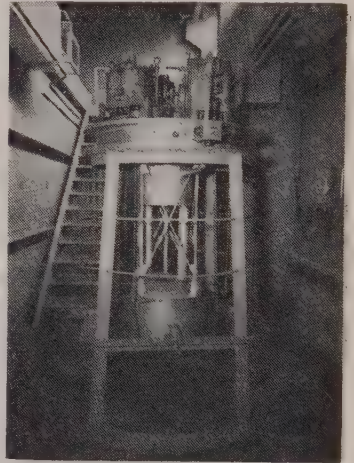
また誘導線路には透磁率の大きい材質のものをを用いなければならないことを確かめている。

◆ 原研、水性均質臨界実験装置動く

日本原子力研究所では、昭和 34 年から東海研究所に建設中の水性均質臨界実験装置が完成、去る 6 月 30 日午前 3 時 25 分臨界に達し、本格的な運転を開始した。

この臨界実験装置は、20%濃縮ウランを硫酸ウラニル (UO₂-SO₄) の重水溶液を燃料に用いた重水系の均質炉の核特性など基礎研究を行なうことを目的とするものである。

炉心部は写真のように球形のアルミニウム製タンクで、直径 150 cm のブランケット・タンク内に、同心球形の炉心タンクが収められている。炉心タンク



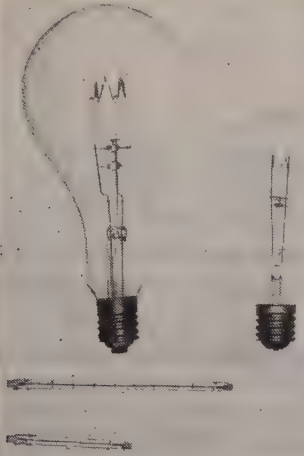
内には、燃料溶液を満たし、外側のブランケット・タンクに重水を入れ、重水の液位を変えることによって反応度を調節し、反射材の効果などを調べる。

炉心タンクは直径 88 cm, 66 cm, 53 cm の 3 種類のものが用意されているが、初の臨界実験には直径 88 cm のタンクにより、ウラン 235 約 1.2 kg のそろ入によって臨界に達した。この装置の完成により、原子力研究所では 2 基の原子炉と 2 つの臨界実験装置が運転されることになった。

◆ 寿命の長いヨウ素入り電球

白熱電球では、点灯中フィラメントから蒸発したタングステンが、ガラス管球内壁に付着して黒化し、このため光出力を低下させる。ここに発明されたヨウ素入りの電球は、この黒化を防止するとともに、蒸発したタングステンを再びフィラメントに付着させ、これによって寿命の延長を図ることを目的としたもので、昭和 31 年 12 月に公告された GE 社の特許である。

これによれば、ガラスはヨウ素の正常な作用を行なわせるに必要な管球内壁温度 250~1,200°C に耐えるため、石英またはパイコールを使用し、管球内にヨウ



上図左: 200 V, 1,500 W

下図上: ヨウ素入り 200 V, 1,500 W

上図右: 100 V, 500 W

下図下: ヨウ素入り 100 V, 500 W

素またはヨウ素とアルゴンガスの混合物を封入し、ヨウ素は再生的ゲッタ作用を行なうために管球内容積 1 cc 当り 0.01~1 マイクロモルの範囲とし、管球内壁面が約 250~1,200°C の範囲の様な温度に保たれるようにした白熱電球である。

この電球の特長は、高容量のものがきわめて小形で製造可能となり、断線するまで光束の低下がなく、長寿命のため、従来の同一容量のものにくらべ、同一寿命とすれば効率が高くすることができる。このため従来の高容量電球を使用していた建物の外部、運動場広場、空港滑走路、テレビ、映画スタジオなどの照明用としてその普及が期待できる。現在アメリカで、以上の用途のために開発されている電球の定格は、次のとおりである。

Watt	Bulb	Base	Volt	Lumens	Life
500	T-3	SC recessed	120	10,500	2,000
1,500	T-3	SC recessed	277, 240	33,000	2,000

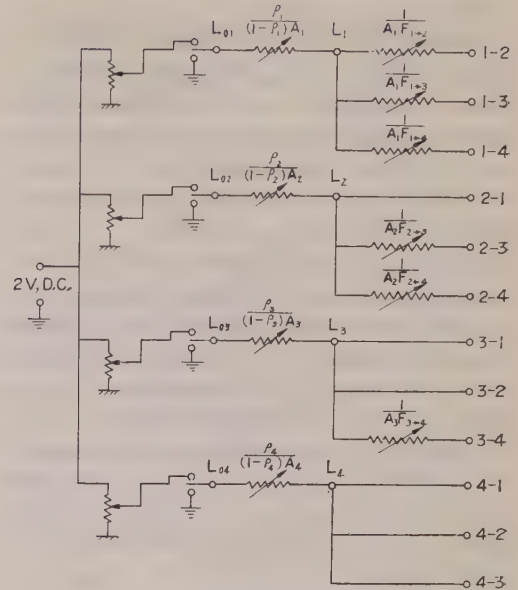
◆ 電試大阪支所、照明用

アナログ計算機を試作

電気試験所大阪支所で、照明系および熱放射系などの相互反射の計算を簡単に行なうことのできる照明用アナログ計算機 (Luminous Analogue Computer) を試作した。

この計算機は、カリフォルニア大学電気工学科 O'Brien 博士の発明になるもので、現在アメリカで数台試作されているほか、ソ連でも同様原理による計算機が照明設計問題の解析に用いられている。

この計算機は相互反射系を構成する各面素の光束発散度を電位に、各面素の反射率および各面素間の光束



注: (1) $(i-j)$ 端子は $(j-i)$ 端子と接続。ただし面素 i と j 間に相互反射のない場合は開放する。

(2) $i < j$ の場合のみ抵抗器を挿入

授受を示す係数 (Shape modulus) をそれぞれ抵抗値に模擬する単能シミュレータで、図が構成面素 4 面の場合の原理図である。

こんど試作したものは構成面素 8 面の容量のものであるが、現在アメリカでは 12 面のものが作られており、電試でも近くこれを 12 面とする。

すでに室内の相互反射の計算、反射形けい光灯の輝度分布の計算、けい光灯具特性の解析、熱放射系の問題、積分球の特性解析などを行ない好結果を得ている。

◆ ブースタ方式による

送電線放送実験局開局

関西電力姫路線 (伊丹-姫路間 70 km) は、がいし増結および一部のアーム改造により 140 kV (200 kV 設計 410° ACSR 使用) から 250 kV に昇圧され、本年 6 月 25 日から運転を開始したが、この線路のコロナ雑音対策として、わが国で初めての、ブースタ方式による同一周波数送電線放送が実験局として開局された。この方式の実用化については、昨年はじめ大阪大学、電波監理局、通産局、NHK の協力を得て大がかりな研究を行ない成功したもので、その概要は昨年 4 月の本誌ニュース欄で既報した。

この実験局設備は昨年の研究と同一場所の伊丹-姫路のちょうど中間三木市に受信および送信局舎を設け、ループアンテナで親局を受信し増幅 (受信局舎) したのち、ビデオペアケーブルで 1.3 km はなれた送信局舎へ導き、送信機、送電線結合装置を通して 50 W の放送を行なうものである。現在実施しているのは NHK 第 1 および第 2 の 2 波であるが、民放 4 波も

一緒に放送できるよう設計されている。

送電線放送の送受信局舎は無人運転であるため、受信機は連続稼働であるが、送信機は親局の搬送波により起動、停止を行なっている。また監視所を送信局舎付近の関西電力三木散宿所内に設け、送信局舎との間のケーブル回線による障害などに対し、ランプおよびブザーで表示するようになっており、定期的に巡回し機器の点検を行なう。

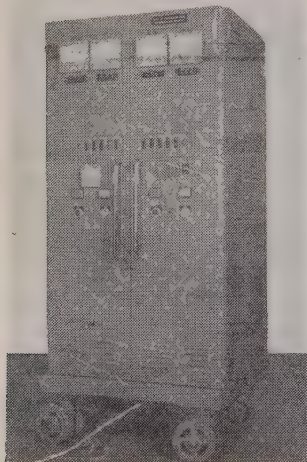
設備は現在きわめて良好に運転されており、これにより雨天時においても SN 比は約 30 dB 以上とれるが、親局と送電線放送との間の相互干渉による二次障害ともあわせ、実態については調査が始められている。

なおこれに関連して、送電線放送波およびその周波数に相当するコロナ雑音が両端変電所を通過して、さらに遠方まで伝送されるのを防止するため、電力中央研究所で開発された並行副導線による高周波阻止装置を伊丹および姫路付近に、これもわが国で初めて実用された。これにより対象とする放送周波数に対して約 30 dB の減衰を与えることが確認された。

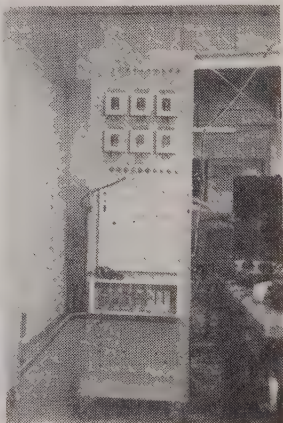
◆ 電話局電源の固体電子化進む

電電公社電気通信研究所では、かねてから電話局電源を固体電子化するための研究を進めていたが、最近、制御極付きシリコン整流素子(固体サイラトロン)を使った定電圧整流器および大容量信号電源装置を試作した。試作定電圧整流器は、入力単相 50 c/s, 100 V, 出力直流 50 V, 10 A の回路 2 組を組み込んだもので、並列使用により 50 V, 20 A までの負荷にたえる。第 1 図はその装置の外観である。電圧を調整するために、電子的な比較機構によって、出力電圧の変化をそれに比例した移相パルスに変え、サイラトロン点弧の位相角を制御して出力電圧を一定にする方法を用いている。

また、信号電源装置は、現在各自動電話局で使われ



第 1 図



第 2 図

規格 種別	周波数 (c/s)	客 量 (W)	断続時間 開 閉 (s)
呼 出 信 号	16	200	1 2
発 信 音	400	6	連 続
話 中 音	"	"	0.5 0.5
呼 出 し 音	400/16	"	1 2
そ の 他	直 流		1 9 0.5 1 0.3 0.2 0.15 0.15

ている回転形信号機にかわり、固体サイラトロンを利用して電子化したものである。信号の種別と規格を上表に示す。

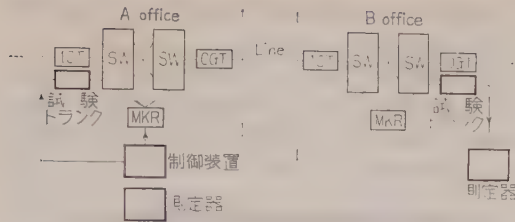
16 c/s はトランジスタマルチバイブレータで発振させ、これを固体サイラトロンで電力増幅し負荷へ供給する。400 c/s は容量が小さいのですべてトランジスタにより同調発振、電力増幅を行なっているが、必要に応じて固体サイラトロンを用いることも可能である。なお、話中音、呼出音の断続は、固体サイラトロンを断続周期の時限パルスでゲートする方法を用いている。消弧時間の短い(数十マイクロ秒)固体サイラトロンのおかげで断続作用が確実である。第 2 図は本信号装置のうちの時限発生および断続部を示す。

◆ 市外回線の自動試験装置

市外回線に対する接続機能ならびに伝送品質試験を自動的に行なう試作装置が電電公社通信研究所に納入され、8月中旬より9月上旬まで仙台局を中心とし、東京・盛岡・秋田を相手として現場試験を行ない、その後約1年間現場で長期試験を継続する予定である。

この装置は回線を自動的に選択接続し、伝送試験(残留損・雑音)を自動的に行ない、その結果をテレタイプに記録し、障害回線に対しては自動閉そくする機能をもっている。回線を選択・接続はクロスパー交換機の共通制御機構を利用しており、発信局の入トランクより着信局の出トランクまで、スイッチを含めた伝送試験を行なうようになっている。装置は出トランク試験装置と伝送測定制御装置からなり、すべて発信局側で制御・測定・記録が行なわれる。残留損は回線規格値からの偏差として測定され(周波数は1点)その結果を記録すると同時に、回線の品質管理を行なうため統計諸元(損失偏差分布表、偏差の総和、二乗和、測定総数)を発着・着着方向ごとに計算する計算機を内蔵している。雑音は回線の雑音規格値にたいする良否を各方向ごとに測定する。

出トランク試験装置は昨年試作され、すでに約 10 カ月安定に動作しており、今回納入されたものは伝送測定部で、通研の所内試験では良好な結果を示している。試験に要する時間は、接続機能試験のみの場合約 5 秒/回線、残留損試験では約 15~20 秒/回線、残留損と雑音試験



では 20~25 秒/回線 (接続を含む) である。測定容量は、回線を試験装置に引き込むためのテストコネクタを増加すれば任意に増加できる。

◇ 日米間ダイヤリング通話の動き

大西洋、太平洋および対南米海域における米国の大洋横断電話ケーブル系ならびに英連邦の地球一周電話ケーブル系の計画、布設により大陸間が安定で高品質な大束回線で結ばれ、地球上に全世界的な規模で電話ケーブル網が構成されつつある。これを用いて国際電話回線の取扱いを従来の手動から半自動、さらに将来自動化するという情勢にある。

このため国際電信電話諮問委員会では昨年 2 月ニューデリーで開かれた第 2 回の総会で特別研究委員会 B が設けられ、技術と業務の両面にわたる検討が進められている。実際面では 1963 年に布設予定の第三大西洋横断電話ケーブル方式が業務を開始する際に、それまでに布設される第一、第二大西洋横断電話ケーブル方式および英加電話ケーブル (CANTAT) 方式と計四つのケーブル方式を用いて、これらで接続される北米とヨーロッパ大陸の国々との間に電話の半自動交換方式、すなわち扱者ダイヤル方式を始めることが計画されている。

また太平洋方面では米国電信電話会社社長距離通信部 (ATT, LLD) の Mr. E. C. Laird は今春国際電信電話株式会社 (KDD) の大野専務あての書簡で両社の間に計画中の太平洋横断日米電話ケーブル方式が業務を開始する際 (1964 年) に、このケーブルを用いて日本と米国との通話を支障がなければダイヤル化したいと申し入れてきた。この方式によれば最初は米国側はカリフォルニアのオークランドの国際交換台で取扱者が電電公社の被呼加入者を直接ダイヤルして米国の起呼加入者と接続し、日本側は KDD の国際交換台の扱者がアラスカ、ハワイおよびプエルトリコを含む米国の被呼加入者を直接ダイヤルして日本の起呼加入者と接続することになる。

こうして近い将来国際電話がほとんど即時にかかり、フェージングおよび話頭切断がなく雑音の少ない快適な通話が期待される。しかし、これは何の問題もなく容易に実現できるというのではなく、それまでには 2 万数千杆にわたる回線の伝送、交換に関する技術面のほか国語の相違に基づく困難性など業務上の種種の問題が解決されなければならない。

◇ 重電・民生機器生産 5,000 億円突破

日本電機工業会調査による昭和 35 年度の重電機器、民生機器 (テレビ、ラジオ、電蓄、電球、けい光灯などを除く家庭用電気機器) の生産合計額は下表に示すように 5,000 億円を突破し、前年度にくらべて 44.3 % という大幅な伸びをみせている。これは 31 年度の 62.8 %, 32 年度の 60.2 % の伸びにはおよばないが、34 年度の 31.8 % をはるかに上回っている。

この生産額を重電機器と民生機器にわけると、重電機器の生産は 3,289 億円で前年にくらべ 34 % 増となっているのに対して、民生機器の生産は 1,711 億円で、前年比 69.2 % と著しく伸びている。さらに、これを 30 年度生産額に対する割合で示すと、重電機器が 3.96 倍 (年率 31.7 %) で、民生機器は 9.15 倍 (年率 55.7 %) となっている。

(単位百万円)

	33 年度	34 年度	35 年度	34 年度/33 年度 %	35 年度/34 年度 %
発電用原動機					
蒸気タービン	13,003	13,715	19,011	105.5	138.6
水車	6,277	5,999	7,357	95.6	122.6
ボイラ	18,236	31,761	29,117	174.2	91.7
小計	37,516	51,475	55,485	137.2	107.8
回転電気機械					
交流発電機	12,027	13,330	12,853	110.8	96.4
交流電動機	31,432	47,009	68,729	149.6	146.2
直流機	12,369	12,265	13,790	99.2	112.4
電動機一体機器	3,733	5,648	9,019	151.3	159.7
その他の回転機	3,001	3,899	6,078	129.9	155.9
小計	62,562	82,151	110,469	131.3	134.5
静止電気機器					
整流器	3,328	5,273	7,186	158.4	136.3
変圧器類	30,171	39,372	55,266	130.5	140.4
開閉制御装置	44,220	52,059	79,076	117.7	151.9
コンデンサ	2,366	3,856	5,516	163.0	143.0
電気溶接器	2,757	4,110	7,181	149.1	174.7
その他の静止機械	3,551	6,137	8,748	172.8	142.5
小計	86,393	110,807	162,973	128.3	147.1
民生用電気機器					
電熱用品	13,328	15,557	26,534	116.7	170.6
扇風機	10,857	10,701	17,186	98.6	160.6
電気洗濯機	16,412	20,719	27,058	126.2	130.6
電気冷蔵庫	19,591	26,838	45,997	137.0	171.4
真空掃除機	3,194	4,968	10,010	155.5	201.5
その他の民生用機器	8,182	10,340	11,920	126.4	115.3
冷凍機応用装置	8,012	11,969	32,435	149.4	271.0
小計	79,576	101,092	171,140	127.0	169.3
合計 (A)	266,047	345,525	500,067	130.0	144.7
輸出 (B)	7,481	12,336	15,598	164.9	126.4
(B)/(A)	2.8 %	3.6 %	3.1 %		

◇ 経団連、宇宙平和利用特別委員会を設置

経団連では、6 月 2 日、石坂会長、植村副会長、倉田日立製作所社長、関三菱電機社長、渡辺日本電気社

長、土光石川島播磨重工社長、柳日本製鋼所社長、阿部日本油脂社長、吉田富士重工社長、朝川東京芝浦電気常務に関連業界首脳多数出席の下に第1回の宇宙平和利用特別委員会を開催し、大屋敦氏（日本銀行政策委員、気象協会会長）を委員長に選任した。

通信衛星の開発、気象衛星の打上げなど、世界における宇宙科学技術の平和利用は間近いこととなり、欧米ではこれらの分野での国際協力のあり方についても真剣な努力が払われている。わが国でも現在、宇宙開発審議会では宇宙開発の基本方針に関する検討を行なっているが、財界としてもこの際、宇宙平和利用についての国際的な動向に対する理解を深め、新しい事態に対する経済界の態勢を整備する必要が痛感されるので当委員会の設立にふみ切ったものである。

この委員会は、宇宙開発および利用の両面にそれぞれ関係のある会社の代表者 37 氏を委員として構成、7月19日第2回委員会を開き、わが国における宇宙科学技術の研究開発体制のあり方について審議した。

◇ 京都で国際磁気結晶学会議

来る9月25日から30日まで、京都で磁気および結晶学に関する国際会議が開催される。これは日本学会議、日本物理学会、日本結晶学会などが共催し、International Union of Pure and Applied Physics および International Union of Crystallography が後援している。その規模は外国からの参加者が約 200 人、講演の数は磁気関係が約 200 件、結晶学が約 100 件の予定でかなり盛大である。その内容は国際磁気会議 (International Conference on Magnetism) および国際電子・中性子回折学会 (International Symposium

on Electron and Neutron Diffraction) とを運営のつごう上同時に開催するのである。

全体の講演プログラムは下表に示すとおりであるが、磁気関係ではフェライトおよび化合物、核磁気、常磁性、強磁性などの共鳴現象、磁性薄膜などが中心になるであろう。

◇ 昭和 36 年度通産省補助金決まる

昭和 36 年度通産省鉱工業技術試験研究補助金が7月25日決定、発表された。

配分の基本方針は、例年どおり、(1) 共同研究、(2) 指定課題、(3) 国立研究機関の成果の実用化、の3点について積極的に助成することとし、特に重点配分主義をとって研究の効率化をねらった。

申請件数 260 件、研究費総額 47 億円、要求補助額約 19 億円。うち 124 件、補助金総額 5 億 9,000 万円が採択された。申請件数は昨年度の 15% 増、うち電子機器関係が昨年同様圧倒的に多く、全体の 53%、137 件を占めている。共同研究は前年度申請の 19 件にくらべ、著しく増加して 39 件となった。

交付件数のうち、電気部門は電子機器などの試作に関する研究 64 件（共同研究 5 件を含み、2 億 6,000 万円）で、自由課題は 2 件（共同研究 1 件を含み、800 万円）。前年度にくらべると件数は 1 件増だが、金額は 2,600 万円増である。

電子機器関係 64 件の内訳は次のとおり。（カッコ内は申請件数）

電子計算機 4(10)；オートメーション関係機器 9(26)；通信機器 2(8)；輸送機械用電子機器 5(9)；放射線機器 7(11)；電子応用計測器 5(8)；産業用電

TENTATIVE SCHEDULE

	9.00	10.50	12.30	2.00	5.30	7.00	9.
Sunday Sept. 24				2.00 p.m. — 8 p.m.			
				Registration			
Monday Sept. 25	9.30-10.30 Opening Session	M-1 Domain Structures M-2 Nuclear Magnetic Resonance in Metals C-1 Gas Electron Diffraction I	M-3 Anisotropy and Relaxation in Ferrites M-4 Metals and Alloys I, Mossbauer Effect C-2 Scattering Phenomena in E. D. I		6.30 p.m.		
Tuesday Sept. 26	M-5 Magnetic Thin Films I J-1 Neutron Diffraction Study of Magnetic Materials I C-3 Gas Electron Diffraction II		M-6 Magnetic Thin Films II M-7 Theory I C-4 Diffraction Effects in E. M. Images I			C-5 Diffraction Effects in E. E. Images II, Scattering Phenomena in E. D.	
Wednesday Sept. 27	M-8 Metals and Alloys II J-2 Neutron Diffraction Study of Magnetic Materials II		M-9 Anisotropy and Relaxation in Metals M-10 Paramagnetic Resonance and Relaxation Sight Seeing Tour		6.30 p.m.		Banquet
Thursday Sept. 28	M-11 Theory II M-12 Oxides and Other Compounds I C-6 General Problems of N. D., Including its Techniques and Apparatus		M-13 Oxides and Other Compounds II C-7 Scattering Phenomena in E. D. III Sight Seeing Tour				
Friday Sept. 29	M-14 Magnetism at Low Temperatures I M-15 YIG and Ferromagnetic Resonance C-8 Inelastic Scattering in N. D., Structure Studies by N. D.		M-16 Ferromagnetic and Antiferromagnetic Resonance M-17 Technical Magnetization C-9 Diffraction Effects in E. M. Images III, Technique and Application of E. D. I			C-10 Technique and Application of E. D. II	
Saturday Sept. 30	M-18 Magnetism at Low Temperatures II M-19 Physical Problems of Rock Magnetism C-11 Structure Studies by E. D.			Excursion			

Special meeting on Rock Magnetism will be held on October 2, Monday.

子機器 8(16); 医療用電子装置 3(8); 電子機器部品と材料 21(41).

これらのうち注目すべきものは、単電子銃カラーテレビ、粒子加速装置などの試作であるが、本年はとくに輸送機械用電子装置として信号保安装置、自動列車集中制御プログラム装置などが新しく採択された。

◆ 昭和 36 年度原子力研究補助金決まる

科学技術庁では、去る 7 月、本年度の原子力平和利用研究に対する補助金ならびに委託費の交付額を決定した。

補助金の申請は、核物理実験、放射線測定に関する

もの 5 件、原子炉および装置関係 11 件、核燃料関係 34 件、材料関係 16 件、放射線障害防止用機材関係 9 件、放射線化学関係 7 件、アイソトープ関係 14 件、放射線の生物学への利用 7 件、計 102 件が出され、このうち 43 件が採択され、補助金交付総額 1 億 8,389 万 9,000 円が決定した。

また委託費としては、核融合関係 7 件、原子力船関係 5 件、ウラン濃縮関係 4 件、国産 1 号炉用燃料の試験研究 2 件、原子炉の安全性に関するもの 5 件、放射線障害防止関係 2 件、放射性廃棄物関係 2 件、放射線線量測定関係 1 件計 28 件が申請され、このうち 21 件が採択され総額 1 億 2608 万 1393 円となった。

求 人 ・ 求 職

本欄に掲載を希望される会員は下記申込記載事項を記入し、料金(求人・求職とも 1 件 500 円)を添えて学会事務所宛にお申し出下さい。申込締切は毎月 20 日で翌月号に掲載します。

なお「求人」申込に対しては、所轄の公共職業安定所に職業安定法第 35 条但書の規定による「事前通報」を提出し「事前通報処理済書」の交付を受けて添付して下さい。

求人欄申込記載事項 1. 職種(詳細に) 2. 学歴 3. 年令 4. 勤務地 5. 勤務地外に居住する応募者に対する事項 6. 給与 7. 選考地(旅費等支給の有無) 8. 締切年月日 9. 連絡先 10. その他必要事項 11. 会社名

求職欄申込記載事項 1. 氏名(生年月日) 2. 住所 3. 学歴 4. 職歴(詳細に) 5. 希望職種(詳細に) 6. 希望勤務地 7. その他

本欄は紙面を有料で提供するだけで、掲載事項に関する照会・仲介・あっせん等は本会ではいっさい致しませんから求人・求職とも直接交渉願います。

求 人

1. 職種: 技術者(電気機械設計および製作)ノーヒューズしゃ断器の設計製作, 2. 学歴: 工高, 高専, 大学卒または同等以上の学力者, 3. 年令: 18~30 才位, 4. 勤務地: 本社工場, 5. 応募者は書類を本社宛送付すれば連絡する, 6. 給与: 経験年令に応じて決定(10,000~35,000 円位), 7. 選考地: 本社(旅費支給), 8. 締切年月日: 特になし定員決定次第締切(早目に送付を希望), 9. 連絡先: 朝日電機工業株式会社(東京都目黒区唐ケ崎町 620, 電話目黒(713) 0157(代表)), 10. その他: 自筆履歴書, 卒業証明書, 成績証明書, 戸籍謄本, 身体検査書, 写真(手札形 1 枚)を提出のこと。

朝日電機工業株式会社

1. 職種: 技術者(電気, 機械設計)鋁工業用自動制御, 遠隔制御装置の設計, 2. 学歴: 大学, 高専卒または同等の学力, 経験を有する人, 3. 年令: 25~50 才まで, 4. 勤務地: 下関本社工場, 5. 勤務地外に居住の応募者は書類を本社総務課宛送付すれば連絡する, 6. 給与: 経験, 年令に応じて決定(15,000~50,000 円程度), 7. 選考地: 下関(旅費支給, 昭和 36 年 10 月下旬選考), 8. 締切年月日: 昭和 36 年 10 月 20 日迄(早目に送付を希望), 9. 連絡先: 株式会社 河野礪山電機器製作所総務課(下関市彦島本村卯月町 450 番地, 電話 下関 24 局代表 1261), 10. その他: 自筆履歴書, 卒業証明書, 戸籍謄本, 身体検査書, 写真(手札形 1 枚)を提出のこと。

株式会社 河野礪山電機器製作所

本 会 記 事

昭和 37 年電気四学会連合大会委員会

昭和 36 年 8 月 8 日午後 5 時 30 分から東京駅構内レストランとうきょう会議室にて開催、次の事項を協議した。

1. 部会幹事および委員の選定
2. シンポジウム課題および講演題目・講演者、講演ならびに討議時間、予稿分量等
3. 一般講演者参加費、出版関係費および郵便料金の値上りの影響などを検討し、次の通りとした。
講演者参加費 400 円（従来通り）
ただし、従来「分冊 1 部と別刷 50 部」を贈呈していたのを「別刷 50 部」だけを贈呈することとした。
4. 懇親会、見学会の構想等

桜井資金選衡委員会

8 月 15 日午後 5 時 30 分から東京駅構内レストランとうきょう会議室にて開催、岡村、桑原、高村(代)、鈴木委員、宮本副会長、山田総務理事および長島参事、久賀野書記出席、次の事項を協議した。

- (1) 桜井資金規程細則について
- (2) 委員長、幹事の選出
- (3) その他

なお同委員会委員は下記の通りである。

委員長 阪本調査研究委員会運営委員会委員長
幹 事 岡村調査理事
委 員 桑原調査理事 高村電力技術委員会委員長、鈴木電気試験所長、中野東工大教授、福田東大教授

電気学会事務所拡張打合せ

8 月 16 日午後 5 時 30 分から電気クラブ会議室にて開催、宮本副会長、山田、木村、岡部各常務理事および長島参事、久賀野書記出席し、電気クラブ 5 階借室に関し打合せを行なった。

8 月 編 修 委 員 会

8 月 1 日午後 5 時 30 分より東条会館会議室にて開催。上之國、朽木、滝幹事、堀井、日高、野村主査、土井、藤井、田宮、川井、矢板副主査、駒宮、関口、土手、磯部、石合、清水、高橋、迎、吉雄、麻生、小沢(琢)、後藤、佐波、関根、松山、石尾、中島、福井、松久、山中(俊)、川西、黒川、東口、藤井(純)、山中(卓)委員、長島参事、長島、天野、川島書記出席。

1. 技術綜説として下記を依頼することとした。

「放電プラズマのマイクロ波計測」執筆者：武田進君

「最近の電気溶接」執筆者：杉原栄次郎君

2. 「編修細則」改訂については編修委員よりの改訂意見を検討の上幹事案を作成し、次回編修協議会に付議決定することとした。

3. 当日採録と決定した寄稿は下記 8 件である。

「電線表面上の水滴からのコロナ放電」

「むだ時間を含む非整階積分制御系」

「電力系統における周波数制御と経済運用の協調」

「パルス幅変調式リレーサーボ」

「塩化ジフェニルの破壊電圧におよぼす温度の影響」

「クーロン摩擦のあるサーボ機構における強制振動」

「高周波アークの再点弧と消弧の機構」

「三相誘導電動機のコンデンサ制動現象」

東 京 支 部 記 事

役員会 7 月 24 日午後 5 時 30 分よりレストランとうきょうにて開催、東京支部大会特別講演の件、講演会・見学会の件、「最近の保護継電方式」専門講習会の件等について協議した。

最近の保護継電方式専門講習会小委員会 8 月 3 日午後 3 時より電気クラブにて開催、講習会日程・科目・講師・時間・予稿ページ数等の原案を作製、また原稿締切日、予稿の印刷をどうするか等について協議した。

東京支部大会申込論文数 8 月 7 日締切りの昭和 36 年度東京支部大会申込論文数は、A: 237 件、B: 101 件合計 338 件である。

東京支部大会小委員会 8 月 8 日午後 2 時よりレストランとうきょうにて開催、申込論文の分類および区分表の作製、座長並びにリポータ人選案等について協議した。

役員会 8 月 8 日午後 5 時 30 分よりレストランとうきょうにて開催、東京支部大会予算、論文集の区分、専門講習会、講演会、見学会等について協議した。

40 万ボルト超高圧送電講演会 8 月 19 日午後 1 時より日本化学会 4 階講堂において、電気協同研究会と連合して、つぎの講演会を開催した。参加者 160 名。

司 会 福田 節雄君（東京大学）

講演 1. 系統 松岡 実君（東京電力）

2. 送電 山田太三郎君（電 試）

3. 変電 藤高 周平君 (東大生研)
4. 機器 山村 昌君 (東京大学)

関 西 支 部 記 事

電気関係学会関西支部連合大会実行委員会 6月17日午後1時30分から関西電力京都サービスセンタにて開催、実行委員会副委員長の選定、その他につき協議した。

講演会 7月8日午後1時30分から大阪中央電気クラブにて、次の講演を行った。聴講者90名

1. 欧米モノレールの視察報告 宮本政幸君
2. モノレールの現状と将来について 元田 収君
3. 電車の自動制御 待鳥 正君

役員会 7月8日午後5時から大阪中央電気クラブにて開催、関西支部連合大会に出題する特別講演、シンポジウム、部門講演の題目選択および見学会の件などにつき協議した。

電気関係学会合同役員会および支部連合大会実行委員会 7月15日午後2時から大阪中央電気クラブにて開催、支部連合大会における特別講演、シンポジウム、部門講演の題目の選定、連合大会準備日程、その他につき協議した。

東 海 支 部 記 事

講演会 7月26日午後1時より愛知県文化会館において下記講演会を行なった。参加者98名

1. 東海道新幹線計画と
電力設備並に信号通信について
新幹線総局 国松賢四郎君
2. 東海道新幹線の車両について
新幹線総局 西尾源太郎君
3. 映画 東海道新幹線の記録

見学会および懇親会 8月12日、13日中部電力株式会社大井川水系(大井川発電所、畑薙第2発電所、畑薙第1建設所)を見学し中部電力山荘において懇親会を開催した。参加者30名

支 部 大 会 の 日 程

北海道支部	10月26・27日	札幌市民会館 (9月会告参照)
東北支部	10月12~14日	岩手大学 (8月会告参照)
東京支部	11月3~5日	工学院大学 (7月会告参照)
東海支部	11月10・11日	名古屋大学 (8月会告参照)
北陸支部	10月12・13日	富山大学 (8月会告参照)
関西支部	10月21・22日	立命館大学 (9月会告参照)
四国支部	10月27日	四国電力本店 (9月会告参照)
九州支部	10月28・29日	九州大学 (8月会告参照)

事 業 維 持 員 (8月)

入会 東洋エンジニアリング株式会社(1口)

正・准 員 (8月入会)

正員(50名) 石井堅太郎、石黒 忠張、池田信行、今川 允、岩下二男、内田信男、梅谷英二、小武孝瑩、小野広司、鹿毛創一郎、笠原達雄、金田 弘、鎌田寛太郎、河村哲助、小林常樹、向坂光雄、郭 介沂、越川純男、佐野博也、渋谷重和、鈴木敏夫、園田実信、田中恒夫、多田 淳、高橋 宏、高見勝己、堤 厚、富沢千代克、豊川 章、中川 勉、中原章夫、中村宮生、野村正敬、橋元周三郎、橋本孝二郎、橋本寿夫、花井 節、東 健一、二木国彰、真壁又敬、増田治雄、松浦敏行、松原覚衛、水野次郎、武藤秀雄、村上光暁、柳原賢一、吉田丹治、吉富 久睦、渡辺健三

准員(13名) 石川幹雄、稲原博文、岩井利彦、神崎雅之、公平良三、小島克義、小林保定、桜井孝員、中村真和、松井 昇、光安秀雄、水谷清光、若林格

調 査 委 員 会 記 事

調 査 研 究 委 員 会

電子回路技術委員会 (7月 18 日)

議 事

(1) 各専門委員会の活動状況について

武藤委員長より電子回路部品委員会の状況について、説明が行なわれた。この委員会の最近の話題は小形化に関する事項であり、薄膜に関する諸問題、マイクロモジュール、モレクトロニクスなどについて検討している。

川上委員長より高安定発振器委員会の状況について、説明が行なわれた。この委員会は、高安定回路に関する内外の文献調査をほぼ終了し、具体的な研究活動にはいる段階にある。

田中委員長より標準電子回路委員会の状況について、説明が行なわれた。この委員会は真空管を用いた安定化電源に関する標準化を終り、技術報告を準備中である。現在は 12 V—2 A および 24 V—1 A のトランジスタを用いた安定化電源について過電流保護装置を含めて標準化を進めている。

(2) 年報原稿について

川上委員長より年報原稿が完成した旨の報告が行なわれた。

(3) 委員長の交代について

川上委員長が今年度内に欧米に出張されるので、電子回路技術委員会委員長を辞退したい旨の申し出があり、各委員の承認をえた。また、岸幹事の退任も了承された。

後任の委員長として川上委員長より森脇義雄氏(東大生研)が推せんされ、各委員の賛成をえた。

電子装置技術委員会 (4月 18 日)

議 事

(1) 電気学会 75 周年記念出版について報告があった。

詳細な打合せについては次回合で行なう。

(2) 粒子加速装置専門委員会の動向について

第 1 期の予定を完了したので、近く技術報告として調査結果を発表する。

今後は放射線化学を中心として、それに適する機器および取り扱いの調査を主目的に 2 年間の調査予定を立てている。

趣意書について検討し、運営委員会に提出して承認をうることになった。

(3) 専門委員会増設について

最近新しいエレクトロニック技術が発達してきているので、いままでの専門委員会だけで十分であるかど

うか検討した。その結果、下記の 2 つを新設した方がよいということになった。

(i) 宇宙エレクトロニクス専門委員会

これはオートメーション技術委員会で設置することを希望する。

(ii) 直接発電専門委員会

これは電力技術委員会で取り上げることを希望する。

(7月 18 日)

議 事

(1) 電気工学年報の件

だいたい予定通り提出できる予定である。

(2) 粒子加速装置専門委員会の調査項目変更および期間延長の件

6月 15 日の運営委員会に提出しなかったが、学会事務局より事務手続をして、近日中に承認を受けるようにする。

(3) 直接発電専門委員会設置の件

電力技術委員会では設置の計画はないようである。

MHD 発電については、核融合専門委員会で取り上げている。

本技術委員会では MHD 以上の直接発電の専門委員会を新設したいので、菅氏(東大)に相談してみることになった。

(4) 宇宙エレクトロニクス専門委員会設置の件

オートメーション技術委員会に問い合わせたところ、現在は設置の計画はないが、次期オートメーション技術委員長の下で検討することになっている。

(5) 75 周年記念出版の件

項目および執筆者推せんについては、委員長から各専門委員会委員長および年報執筆者に案の提出を依頼する。

電子装置関係で年報において取り扱われていないもの、たとえば EL 応用の Device などについては、固体電子応用専門委員会において執筆してもらうようにする。

電線技術委員会 (5月 19 日)

議 事

1. 電気工学年報について

A 完成された原稿について検討を行ない、学会宛提出することにした。

B 総説については委員長・幹事で早急にまとめて各委員に送付し、その意見によって修正の上完成する。

2. 各賞の推せんについて

各種の賞の推せんは毎年、一定の時期に定まっている

ので、これらに該当するものがあつたら随時委員長宛推せんされるよう（電線部門に限らない）依頼があつた。

3. 委員の任期

今年は満期になる委員が多いから、各委員において、相談の上、委員長に後任者を推せん願うこととした。

4. 75 周年記念出版について相談を行なった。

電力応用技術委員会（7月4日）

議 事

1. 委員長より電気用語標準特別委員会よりの「電気学会用語集の選定方針」および各種団体よりの受賞候補者推せん依頼につき報告があつた。

2. 編修委員会より執筆依頼を受けている技術総説につき、杉原委員が“最近の電気溶接”の題目で申し出ることとした。

3. 製鉄工業専門委員会につき、武委員より報告があつた。

(a) 本専門委の資料のうち、有益なものを電学誌に掲載したいとの希望があつた。

(b) 電動機の短時間定格と反復定格の関係を明確化し、できたら規格化したいとの要望があつたが、取りあえず必要な直流と交流のクレーンモータ (JEM) のみについて資料の提供を、電機工業会に申し出たら良いとの意見多く、製鉄工業専門委員会より直接工業会に連絡してもらうこととした。

(c) 工場内配電電圧決定に際し 400 V 級の場合の変圧器 2 次電動機の定格電圧を規格化し統一したいとの希望が出た。これは機器・配電などの各部門に関連があるので、運営委員会にはかり調整することとした。

4. 電気設備防食専門委員会に関し、宗村委員より報告があつた。

5. 電気学会創立 75 周年記念出版執筆の件

委員長より題目と執筆者案を 9 月 15 日までに決定することになっている旨説明あり、このため 8 月末日までに各担当団体より執筆者名を委員長宛に連絡することとした。

第 33 回の本技術委員会で決定の題目の他“自動車における応用”（機械試験所担当）および“溶接”を追加することとし、また“空気調和”を“ビルディングにおける応用”中に“電動工具”を“工作機械および印刷機械における応用”中にそれぞれ含ませることとした。

6. 荷役機械の専門委員会を設置したらよいとの意見が多く、まず製鉄・化学・港湾などの関係者を加えて、懇談会をもち、問題点を整理するため、次回懇談会の具体案を検討することとした。

7. 年 1 回程度見学会をもつこととし、まず宗村委

員に航研の航空風洞設備の見学の立案を願うこととした。

電子管材料専門委員会（7月27日）

講 演

(1) 含浸形カソードの実用化試作 甲斐氏(三菱)

(2) I-カソードの寿命試験 黒岩氏(日電、是枝代理)

含浸形陰極に関する内外の研究結果を概観し、実用化上の問題点を検討した。

電子管専門委員会（6月23日）

○委員会

桑田委員長より学会 75 周年記念出版行事について本委員会として執筆項目および担当者をほぼ内定した旨説明が行なわれ、各項目ごとに内定した執筆者を明らかにした。

○シンポジウム

演 題 連続波大電力クライストロンについて

設案 昌吉氏 (日電)

講演に引きつづいて討論を行なった。

同期機専門委員会（8月18日）

○CIGRE 17 委の 4 月、5 月委員会の議事録を検討した。

○JEC-114 改訂案の中に正相リアクタンスの定義を明確にすることにし、正相リアクタンスの内容を検討した。

○動作時リアクタンス (x_p) と x_d' の関係を示す実験式を資料により検討した。

○界磁電流算定法に関しては、本年中に従来法も含めたすべての方法を検討し、最も信頼できる方法を作ることとした。

誘導機専門委員会（7月26日）

○誘算機の漂遊負荷損について

磯部、桜井両委員より漂遊負荷損測定結果の発表があり、ついで宮入委員より漂遊負荷損の技術報告の内容・題目およびその取りまとめ方について説明があり、それぞれ執筆分担を仮決定した。

誘導機の騒音について

守田氏 (東芝) より音源のパワレベルの測定と応用について説明があり、ついで騒音のパワレベル測定法を規格化するか否かについて討議した結果、まだ時期が早いということになった。しかし、啓蒙の意味で技術総説その他で広く公知させるように努力することになった。

変圧器専門委員会（7月18日）

○CIGRE 関係

変圧器の thermal performance に対する回答案について討論した。

○電学誌の技術総説に「エレファント変圧器」および「中性点リアクトル」をのせる場合の問題点を討論し、前者については東芝で原案をつくることにした。

しゃ断器専門委員会 (7月6日)

○電気用語標準特別委員からの電気用語集に対する協力申入れについて委員長より報告があった。

○ASA 改訂案 C 3710 につき質疑応答を行なった。

ケーブル高電圧試験専門分科委員会 (7月12日)

○ケーブルの衝撃電圧試験法についての第3次幹事案が提出され、討論が行なわれた結果、字句の訂正補足が行なわれるとともに曲げ試験の方法についても一応調査することが決定された。

○ケーブルの交流耐電圧試験法についての第2次幹事案が提出され、これに対する各社の意見が述べられた。なお、本試験法については、次回継続して審議を行なう予定である。

○参考資料としてスウェーデンにおけるケーブルの試験電圧が紹介された。

電子式プロセス制御装置専門委員会 (6月29日)

○7月末に技術報告の原稿をまとめるため、これまで行なってきたプロセス制御装置の特性調査表を検討している。

○PID 設定値の調査は電気学会より 225 事業所に調査表を送り調査を依頼していたが、6月28日までに 77 事業所より解答があり、その結果が表とグラフにまとめられた。なお、未解答の事業所に対しては督促状により解答をさらに依頼することになった。

高安定発振器専門委員会 (6月13日)

○新しく委員4名を紹介し、委員長以下 36 名となった。

○分圧帰還形水晶発振器の特長と調整方法について解説した。(古賀委員)

○高安定水晶振動子についての広範な所見を説明した。(福与幹事)

○国際電信電話株式会社研究所の周波数標準器 KQ-6 と、その他の電信電話設備とを見学した。

(6月27日)

○藤井委員は都合により野村隆氏と交替することになった。

○水晶振動子の並列容量に関連して水晶発振器の動作原理について解説した。(古賀委員)

○陰極結合形水晶振動子について解説した。(川上委員長)

○パイ・コンベックスおよびプラノ・コンベックス水晶振動子の温度特性、振動姿態および特色について説明した。(大貫氏、依田委員、福与幹事)

○国際電電において、数年前から研究されてきた、 α 形水晶振動子の周波数標準器としての実験について説明した。(福与幹事)

○コンベックス形水晶振動子を使用した発振器について、2文献を紹介した。(尾上委員)

電鉄用整流器専門委員会 (7月6日)

○杉山委員長より、新任の挨拶があった。

○委員長より、審議経過の説明があり、ひきつづいて今後の検討の進め方の案について審議された。

○「電鉄用水銀整流器の実態調査概要」、「電鉄用整流器実態調査の一考察」について、検討し次回さらに審議することとなった。

○次回には、変成機器のピーク耐量を含めた設備容量と負荷曲線との関係について、幹事より資料を提出し審議することとなった。

(8月16日)

○変成機器の過負荷耐量を含めた設備容量と変電所負荷について、「変電所負荷実績一覧表」を中心として、検討をした。

○「電鉄用整流器実態調査報告 骨子案」について審議を行ない、次回に幹事より報告書案を提出することとなった。

○変電所の負荷の性格を表わすものとして、負荷率をいかに計算することが、製作者および使用者にとって合理的で便利であるかについて検討し、次回に、幹事より、実態調査結果から、必要なデータを提出することとなった。

電気規格調査会

避雷器標準特別委員会 (8月17日)

○IEC 避雷器規格案に対する各国の意見が紹介された。

○避雷器標準規格四読会案のうち汚損試験法と特別動作責務試験について討議した。汚損試験についてはあまり詳細に定めなくて、使用者と製造者の協議により行なうこととした。なお、電圧上昇法と、電圧突印法の両方を書いておいた方がよい等の意見があった。つぎに、特別動作責務のコンデンサ容量を避雷器の定格電圧別に分けることは、はん雑に過ぎるので、3種類にしぼることになった。一例として 14 kV 単位につき、50 μ F、25 μ F、10 μ F が提示された。

気中しゃ断器小委員会 (7月27日)

○下記定格事項につき審議を行なった。

1. 定格短時間電流……通電時間は1秒とし、直列過電流引はずし装置をもつものについてはとくに規定せず
2. 定格投入操作電圧 } 交直とも 110 V, 220 V
3. 定格引はずし電圧 } を追加
4. 定格投入操作圧力…5 kg/cm² 1本とする

試験電圧絶縁試験法小委員会 (B) (7月5日)

○JEC-107 衝撃電圧・電流測定法の改訂第2次案の審議を行なった。

(8月2日)

○衝撃電圧測定用分圧器に関する技術報告の原案の補足分を審議した。

○JEC-107 衝撃電圧・電流測定法(2次案)を継続審議した。

電 気 学 会 調 査 委 員 会 名 簿

調 査 研 究 委 員 会

運 営 委 員 会

委員長 阪本 捷房 (東 大)
幹 事 岡村 総吾 (東 大) 桑原 進 (電 発)

1 号 委 員

岡田 泰三 (昭 電) 小林 宏治 (日 電) 田
佐伯 貞雄 (東 電) 山崎 久一 (電 連)
山本広三郎 (富 士)

2 号 委 員

宗宮 知行 (慶 大) 鳩山 道夫 (ソニー)
池田三穂司 (電 試) 森脇 義雄 (東 大)
関 壮夫 (日 立) 広瀬 敬一 (中 大)
藤波 恒雄 (公益局) 池田 栄一 (日昭電気)
川上 寿一 (国 鉄) 河野 士修 (古 河)
宮部 宏 (早 大) 菊地 省一 (千葉大)
鈴木桃太郎 (防衛大) 井上 清二 (日 立)
和田 弘 (電 試) 内藤 正 (東工大)†

技 術 委 員 会

教 育 お よ び 研 究 技 術 委 員 会

委員長 宗宮 知行 (慶 大)
幹 事 森 為可 (慶 大)

1 号 委 員

池田三穂司 (電 試) 岡村 進 (通 研)
実吉 純一 (東工大) 滝 保夫 (東 大)
馬場 重徳 (文部省) 星合 正治 (日 立)
森 元吉 (慶 大) 和田 重暢 (東 芝)

2 号 委 員

岡村 総吾 (東 大)

電 氣 物 理 技 術 委 員 会

委員長 鳩山 道夫 (ソニー)
幹 事 杉浦 義一 (ソニー)

1 号 委 員

伊藤 毅 (早 大) 酒井 善雄 (東工大)
七条 祐三 (住友金属) 関本 忠弘 (日 電)
玉河 元 (名 大) 南雲 仁一 (東 大)
細野 敏夫 (日 大) 矢崎 銀作 (通 研)

2 号 委 員

後藤 以紀 烏山 四男 (武蔵工大)
岡村 総吾 (東 大) 伊藤 誠 (九 大)

電 氣 測 定 技 術 委 員 会

委員長 池田三穂司 (電 試)

1 号 委 員

今井 春蔵 (東 芝) 木内 勝造 (日 立)
小林 茂雄 (電 試) 小林 夏雄 (藤倉電線)
藤木 久男 (横河電機) 宮内 鉄也 (北辰電機)

柳井 久義 (東 大) 矢幡 源三 (島津製作)

電 子 回 路 技 術 委 員 会

委員長 森脇 義雄 (東 大)
幹 事 河村 達雄 (東 大)

1 号 委 員

遠藤 一郎 (通 研) 岡 修一郎 (東 芝)
栗村 俊男 (国際電々) 黒川 武夫 (日 電)
佐々木 甫 (富士通信) 高橋 茂 (電 試)
緒方 研二 (電々公社) 安田 一次 (NHK)

2 号 委 員

武藤 時雄 (通 研) 田中 末雄 (早 大)
川上 正光 (東工大)

電 子 装 置 技 術 委 員 会

委員長 関 壮夫 (日 立)
幹 事 沢田 良嘉 (日 立)

1 号 委 員

池沢 茂 (日 電) 近藤 厚実 (電 試)
沢田 哲夫 (東 芝) 高津 清一 (通 研)
田淵 誠一 (富士通信) 中村純之助 (日 立)
西巻 正郎 (東工大) 村田 重元 (NHK)
吉田 亜夫 (松下通信)

2 号 委 員

柳井 久義 (東 大) 熊谷 寛夫 (東 大)
桑田 正信 (日 立) 高田 昇平 (日 立)
伊地山 昇 (日 立) 斎藤 成文 (東 大)

電 氣 機 器 技 術 委 員 会

委員長 広瀬 敬一 (中 大)
幹 事 猪狩 武尙 (中 大)

1 号 委 員

荒畑 誠二 (早 大) 小川 毅 (日 立)
竹下 英世 (東 電) 広瀬 健吉 (国 鉄)
堀井 武夫 (慶 大) 宮内 一憲 (富 士)
茂木 晃 (電 試) 山田 栄一 (三 菱)
山村 昌 (東 大)

2 号 委 員

佐野 一雄 (東 芝) 小林 哲郎 (日 立)
足立 良夫 (富 士) 広瀬 胖 (電中研)
桜井 良文 (阪 大) 村上 有 (三 菱)
中島 吉雄 (富 士) 山田 直平 (東 大)
原田 良介 (東洋電機) 山田 太三郎 (電 試)
山村 竜男 (国 鉄) 西野 治 (東 大)

電 力 技 術 委 員 会

委員長 藤波 恒雄 (公益局)
幹 事 富田 弘平 (公益局)

1 号 委 員

伊藤 俊夫 (富 士) 木村 久男 (三菱)

柴田二三男 (中部電力) 二宮 良一 (日 立)
 広瀬 胖 (電中研) 堀 一郎 (東 電)
 吉川平八郎 (関西電力)

2号委員

植田 瑞穂 (電 発) 桑原 進 (電 発)
 村本 忠夫 (東 電) 今川 三郎 (日 大)
 松沢 清治 (東北電力) 井上 力次 (東 電)
 法貴 四郎 (住友電工) 野上 彦三 (東 電)
 高浜 親雄 (九州電力)

照明技術委員会

委員長 池田 栄一 (日昭電気)
 幹 事 池上 秀一 (日本街路照明)

1号委員

市村 宗明 (日 立) 神山 雅英 (東 大)
 田辺 隆 (千葉大) 笠原 襄 (東芝商事)
 野村 誠夫 (東 芝) 坊 隆 (京 大)
 室井 徳雄 (日 大) 吉江 清 (電 試)

電気鉄道技術委員会

委員長 川上 寿一 (国 鉄)
 幹 事 松尾 哲男 (国 鉄)

1号委員

石坂 靈巖 (日 立) 乙部 実 (国 鉄)
 影山 光一 (近 鉄) 神崎 淳一 (東 芝)
 香高 菊男 (名 鉄) 沢野 周一 (国 鉄)
 藤波 恒雄 (公益局) 吉村 寛 (国 鉄)
 渡部 巖 (東武鉄道)

2号委員

杉山 博 (運輸省) 鳳 誠三郎 (東 大)

通信技術委員会

委員長 河野 士修 (古河電工)
 幹 事 村田 浩 (古河電工)

1号委員

井原 芳雄 (電中研) 梶 正明 (通 研)
 駒井 又二 (NHK) 清水 通隆 (電々公社)
 寺畑 重夫 (神戸工業) 正木 知己 (沖電気)
 簗妻二三雄 (郵政省) 宮下 一雄 (国 鉄)
 山本 勇一 (日 電)

電気材料技術委員会

委員長 宮部 宏 (早 大)
 幹 事 大照 完 (早 大)

1号委員

大橋 謙蔵 (東 芝) 川井 栄一 (古河電工)
 小谷 鍬治 (東邦産研) 貴田 勝造 (日 碍)
 杉原 真 (通 研) 宗像 元介 (電 試)
 間瀬 喜好 (日立電線) 山田 英作 (富 士)

2号委員

河合麟次郎 (日 立) 和田 重暢 (東 芝)
 新美 達也 (通 研) 篠原 健一 (理 研)

電線技術委員会

委員長 菊地 省一 (千葉大)

幹 事 富沢 一行 (電 試)

1号委員

江口 卓男 (電 発) 田畑 稔雄 (古河電工)
 斎藤 晃 (藤 倉) 阪本 勇 (住友電工)
 藤原 謙二 (明電舎) 藤波 恒雄 (公益局)
 朴木 実 (逓 研) 的場 英雄 (東 電)
 湯川 竜二 (国 鉄)

2号委員

武田 新 (機械金属検査協会)

電気化学電熱技術委員会

委員長 鈴木桃太郎 (防衛大)
 幹 事 宮崎 正蔵 (防衛大)

1号委員

岡本 剛 (北 大) 大我 勝躬 (日 曹)
 田中直治郎 (東 電) 徳永 惇 (三井金属)
 向坊 隆 (東 大) 若林桜人也 (昭 電)
 藤波 恒雄 (公益局) 正井 透 (関西電力)
 百田 恒夫 (電 試)

2号委員

山本 勇 (明 大) 鳥山 四男 (武蔵工大)
 野田 浩 (大同製鋼)

電力応用技術委員会

委員長 井上 清二 (日 立)
 幹 事 藤本 祐一 (日 立)

1号委員

石黒 敏郎 (明電舎) 上田 利器 (富 士)
 杉原栄次郎 (電 試) 武 隆志
 日置 高志 (東 芝) 宗村 平 (三 菱)
 山村 昌 (東 大) 山本 三郎 (呉羽化学)
 守田 正 (安 川)

2号委員

木村 五郎 (八幡製鉄)

オートメーション技術委員会

委員長 和田 弘 (電 試)
 幹 事 野田 克彦 (電 試)

1号委員

喜安 善市 (通 研) 沢井善三郎 (東 大)
 清宮 博 (富士通信) 田口 武夫 (日 立)
 出川雄二郎 (日 電) 友田三八二 (横 河)
 二瓶 楨二 (富士フィルム) 南沢 宜郎 (小野田セメント)
 宮本 慶己 (新電元)

2号委員

宮崎 政義 (通 研) 茂木 晃 (電 試)
 磯部 孝 (東 大)

原子力技術委員会

委員長 内藤 正 (東工大)
 幹 事 大友 哲宏 (科技厅)

1号委員

伊藤 岳郎 (放医研) 宇野 秀郎 (原 研)
 加藤 正夫 (東 大) 川村 泰治 (原子力発電)

島 史朗 (日 立) 穴原 良司 (富 士)
 森川 辰雄 (原 子 力 事 業) 横須賀正寿 (三 菱)
 脇坂 清一 (東 電)

2号委員

大山 彰 (東 大) 山本 賢三 (名 大)

専門委員会

内外研究所専門委員会

委員長 池田三穂司 (電 試) 委員 16 名
 幹 事 今井 菊夫 (電 試)

工業教育調査専門委員会

委員長 岡村 総吾 (東 大) 委員 10 名
 幹 事 関口 忠 (東 大)

放電専門委員会

委員長 鳥山 四男 (武蔵工大) 委員 14 名
 幹 事 稲田金次郎 (日大) 玉河 元 (名大)

電波分光専門委員会

委員長 岡村 総吾 (東 大) 委員 19 名
 幹 事 大越 孝敬 (東大) 杉浦義一 (ソニー)

固体電子応用専門委員会

委員長 酒井 善雄 (東工大) 委員 14 名
 幹 事 中野 朝安 (電機大)

演算子法専門委員会

委員長 後藤 以紀 委員 12 名
 幹 事 茂木 晃 (電 試)

電磁界理論専門委員会

委員長 伊藤 誠 (九 大)
 幹 事 細野 敏夫 (日大) 飯島 泰蔵 (電試)

電子回路部品専門委員会

委員長 武藤 時雄 (通 研) 委員 12 名
 幹 事 柴沼 有 (東洋通信機)

標準電子回路専門委員会

委員長 田中 末雄 (早 大) 委員 12 名
 幹 事 伊藤 糾次 (早 大)

高安定発振器専門委員会

委員長 川上 正光 (東工大) 委員 33 名
 幹 事 福与人八 (東工大) 川林昭郎 (NHK)

電子管専門委員会

委員長 桑田 正信 (日 立) 委員 12 名
 幹 事 二階堂靖矩 (通 研)

電子管材料専門委員会

委員長 伊地山 昇 (日 立) 委員 13 名
 幹 事 今井 哲二 (通 研)

トランジスタ専門委員会

委員長 柳井 久義 (東 大) 委員 14 名
 幹 事 垂井 康夫 (電 試)

電子装置の使い方専門委員会

委員長 高田 昇平 (日 立) 委員 15 名
 幹 事 島田 正三 (日 立)

粒子加速装置専門委員会

委員長 熊谷 寛夫 (東 大) 委員 12 名

幹 事 西川 哲治 (東 大)
 パラメトリック増幅器専門委員会

委員長 斎藤 成文 (東 大) 委員 29 名
 幹 事 橋本 太吉 (通 研)

同期機専門委員会

委員長 佐野 一雄 (東 芝) 委員 11 名
 幹 事 相原 弘永 (東芝) 中田 隆康 (富士)

誘導機専門委員会

委員長 足立 良夫 (富 士) 委員 11 名
 幹 事 倉持 竜一 (富 士)

直流機専門委員会

委員長 山村 竜男 (国 鉄) 委員 12 名

交流整流子機専門委員会

委員長 原田 良介 (東洋電機) 委員 12 名

幹 事 柴田 岩夫 (東洋電機)

変圧器専門委員会

委員長 村上 有 (三 菱) 委員 10 名
 幹 事 清水 栄 (東 芝)

避雷器専門委員会

委員長 広瀬 胖 (電中研) 委員 10 名
 幹 事 鶴見 策郎 (電 試)

整流器専門委員会

委員長 山田 直平 (東 大) 委員 13 名
 幹 事 加藤 又彦 (三 菱)

電力用コンデンサ専門委員会

委員長 山田太三郎 (電 試) 委員 13 名
 幹 事 大嶋 幸一 (日新) 永村 純一 (電試)

磁気増幅器専門委員会

委員長 桜井 良文 (阪 大) 委員 14 名
 幹 事 穴山 武 (東北大) 小林 寛 (早大)

しゃ断器専門委員会

委員長 小林 哲郎 (日 立) 委員 10 名
 幹 事 山崎 精二 (日 立)

配電盤専門委員会

委員長 中島 吉雄 (富 士) 委員 7 名

非線形磁気応用専門委員会

委員長 西野 治 (東 大)
 幹 事 桜井 良文 (阪大) 大照 完 (早大)

水力発電専門委員会

委員長 桑原 進 (電 発) 委員 14 名

火力発電専門委員会

委員長 高浜 親雄 (九州電力) 委員 10 名

送電専門委員会

委員長 村本 忠夫 (東 電) 委員 17 名

配電専門委員会

委員長 今川 三郎 (日 大) 委員 12 名
 幹 事 馬淵 定行 (電中研)

変電専門委員会

委員長 松沢清治 (東北電力) 委員 10 名

通信専門委員会

委員長 植田 瑞穂 (電 発) 委員 14 名
幹 事 中村 宏 (電中研) 金子信男 (電発)

給電専門委員会
委員長 井上 力次 (東 電) 委員 10 名

電力用通信電源専門委員会
委員長 野上 彦三 (東 電) 委員 16 名
幹 事 西山 長吉 (東 電)

高電圧試験専門委員会
委員長 法貴 四郎 (住友電工) 委員 29 名
幹 事 近藤 滉 (電試) 瀬田泰助 (電中研)

ケーブル高電圧試験専門分科委員会
委員長 鶴見 策郎 (電 試) 委員 15 名
幹 事 木村寛夫 (東電) 木村登喜夫 (住友電工)

がいし汚損試験専門分科委員会
委員長 中島 好忠 (横浜大) 委員 17 名
幹 事 竹村 東虎 (古河電工)

電鉄用整流器専門委員会
委員長 杉山 博 (運輸省) 委員 15 名
幹 事 坂口 勉 (国鉄) 丹羽一夫 (運輸省)

直流き電回路専門委員会
委員長 鳳 誠三郎 (東 大) 委員 9 名
幹 事 福村登良彦 (国 鉄)

高透磁率磁気材料専門委員会
委員長 和田 重暢 (東 芝) 委員 20 名
幹 事 服部 周三 (沖電気)

耐熱区分専門委員会
委員長 河合麟次郎 (日 立) 委員 9 名
幹 事 中島 達二 (電 試)

有機材料湿度特性専門委員会
委員長 宮部 宏 (早 大) 委員 12 名
幹 事 中島 達二 (電 試)

シリコン専門委員会
委員長 新美 達也 (通 研) 委員 27 名

絶縁材料照射専門委員会
委員長 篠原 健一 (理 研) 委員 15 名

マグネットワイヤ専門委員会
委員長 武田 新 (機械金属検協) 委員 14 名
幹 事 吉岡 浩 (電 試)

電熱専門委員会
委員長 野田 浩 (大同製鋼) 委員 6 名
幹 事 筈見繁治郎 (東芝) 百田 恒夫 (電試)

誘電加熱専門委員会
委員長 山本 勇 (明 大) 委員 8 名
幹 事 磯部 宏策 (国際電気)

絶縁材料コロナ劣化専門委員会
委員長 鳥山 四男 (武蔵工大) 委員 16 名
幹 事 川井 栄一 (古河) 後藤田正夫 (国鉄)

製鉄工業専門委員会
委員長 木村 五郎 (八幡製鉄) 委員 15 名
幹 事 工藤太良男 (八幡製鉄)

電気設備防食専門委員会

委員長 宗村 平 (三 菱) 委員 19 名
計算機活用専門委員会

委員長 宮崎 政義 (通 研) 委員 8 名
幹 事 新堀 達也 (電々公社)

サーボモータ専門委員会

委員長 茂木 晃 (電 試) 委員 15 名
幹 事 伊藤 文夫 (山洋電気)

ADコンバータ専門委員会

委員長 磯部 孝 (東 大) 委員 9 名
幹 事 寺尾 満 (東 大)

電子式プロセス制御専門委員会

委員長 野田 克彦 (電 試) 委員 12 名
幹 事 黒川 一夫 (電 試)

原子力発電所制御専門委員会

委員長 大山 彰 (東 大) 委員 23 名
幹 事 加賀山 正 (原 電)

原子力計測専門委員会

委員長 内藤 正 (東工大) 委員 15 名
幹 事 井上弥治郎 (電試) 茨木 康行 (電試)

核融合専門委員会

委員長 山本 賢三 (名 大) 委員 16 名
幹 事 高津 清一 (通研) 森 英夫 (電試)

電気規格調査会

会 長 山下 英男 (東洋大)

副会長 後藤 以紀 田中直治郎 (東 電)

理 事

池田 敬三 (古 河) 大和田 武 (工技院)
風岡憲一郎 川上 寿一 (国 鉄)
斎藤 幸男 (東工大) 鈴木 重夫 (電 試)
高村 善博 (公益局) 中路 幸謙 (電 試)
丹羽保次郎 (電機大) 宮本 茂業 (東 芝)
武居 功 (電 発)

委 員

吾郷 侃二 (電機工業会) 伊賀 秀雄 (電気協会)
池永 政彦 (南海電鉄) 稲田 豪吉 (関西電力)
乾 正雄 (四国電力) 井上文左衛門 (住友電工)
今川 三郎 (日 大) 上西 亮二 (島津製作)
小山田惣次郎 (北海道電力) 大槻 喬 (明 大)
大久保達郎 (京 大) 奥井 由雄 (昭 電)
甲斐 弘道 (富 士) 木野 二郎 (藤倉電線)
倉知 豊寿 (本州製紙) 後藤清太郎 (電中研)
小林 謙二 (鉄道電化協会) 潮見 公安 (中国電力)
杉山 博 (運輸省) 鈴木 憲郎 (東北電力)
宗宮 知行 (慶 大) 高須 孔武 (松下電器)
高橋 幸人 (千葉工大) 竹内 敬吾 (富士紡績)
土屋 竹松 (明電舎) 徳永 勇 (三菱日本重工)
友田三八二 (横河電機) 富山 順二 (超高研)
中島 忠輔 (九州電力) 埴野 一郎 (早 大)

日野 健一 (三井鉱山) 久野 清 (八幡製鉄)
 広瀬 敬一 (中 大) 福西 道雄 (中部電力)
 藤高 周平 (東 大) 宮本 静夫 (電 球)
 村田 八束 (日 碑) 守田 正 (工業会)
 森本 芳夫 (北陸電力) 山口 次郎 (安川電機)
 山口 良哉 (三 菱) 吉岡 俊男 (阪 大)
 吉山 博吉 (日 立) 米沢 滋 (原子発電)
 渡部 巖 (東武鉄道)

常置委員会

電気一般常置委員会

委員長 後藤 以紀

委 員

松谷 繁雄 (電 機
工業会) 大和田 武 (工技院)
 巽 良知 (電 学) 高村 善博 (公益局)
 山内 二郎 (慶 大)

電気計器常置委員会

委員長 鈴木 重夫 (電 試)

委 員

菊野 恵一 (東 電) 斎所 正夫 (通 研)
 友田 三八二 (横河電機) 寺尾 満 (東 大)
 根本 貞治 (電気協会)

電気機器常置委員会

委員長 宮本 茂業 (東 芝)

委 員

土屋 竹松 (明電舎) 花形 澄 (東 電)
 茂木 晃 (電 試) 山村 昌 (東 大)
 吉山 博吉 (日 立)

原動機常置委員会

委員長 武居 功 (電 発)

委 員

池谷 武雄 (電機大) 兼子 良三 (東 電)
 後藤清太郎 (電中研) 鈴木小兵衛 (東 電)
 今井直治郎 (富 士) 山川 政雄 (新三菱
重工)

送配電常置委員会

委員長 田中直治郎 (東 電)

委 員

菊野 恵一 (東 電) 巽 良和 (電 学)
 富山 順二 (超高研) 藤高 周平 (東 大)
 堀 貞治 (送電線技研) 村本 忠夫 (東 電)
 山田 太郎 (電 試) 山本 義行 (電 発)
 今川 三郎 (日大)

幹 事 藤井 祐三 (東 電)

電気用品常置委員会

委員長 中路 幸謙 (電 試)

委 員

菊野 恵一 (東 電) 神保 達 (神保電器)
 藤波 恒雄 (公益局) 松谷 繁雄 (電 機
工業会)
 宮本 静夫 (電 球) 茂木 晃 (電 試)
 工業会)

電気材料常置委員会

委員長 斎藤 幸男 (東工大)

委 員

尾島 学二 (三 菱) 木野 二郎 (藤 倉)
 宗像 元介 (電 試) 駒沢 浩一 (古 河)
 白松豊太郎 (通 研) 沼倉 秀穂 (武蔵工大)
 平田 幸造 (富 士) 三浦 倫義 (日 立)
 和田 重暢 (東 芝)

幹 事 中島 達二 (電 試)

電線常置委員会

委員長 池田 敬三 (古 河)

委 員

松谷 繁雄 (電機工業会) 岩田 稔 (石炭協会)
 加藤金一郎 (電線工業会) 土井 正敏 (国 鉄)
 村本 忠夫 (東 電)

幹 事 駒沢 浩一 (古 河)

輸送用電気設備常置委員会

委員長 川上 寿一 (国 鉄)

委 員

国松賢四郎 (国 鉄) 小島 毅男 (運輸省)
 杉山 博 (運輸省) 能見武三郎 (運輸省)
 福崎 直治 (国 鉄) 宮田 康久 (運輸省)
 宮本 茂業 (東 芝) 撫養淳次郎 (運輸省)
 山下善太郎 (工学院大) 渡辺 巖 (東武鉄道)

標準特別委員会

電気用語標準特別委員会

委員長 山田 直平 (東 大)

幹 事 百田 恒夫 (電試) 柳井 久義 (東大)

シンボル標準特別委員会

委員長 後藤 以紀

幹 事 梅原茂 (神永電線) 二条弼基 (郵政省)

同通信用シンボル小委員会

委員長 岩片 秀雄 (早 大)

幹 事 二条 弼基 (郵政省)

試験電圧標準特別委員会

委員長 福田 節雄 (東 大)

幹 事 花形 澄 (東電) 吉山 博吉 (日立)

同絶縁試験法小委員会

委員長 上之園親佐 (電中研)

幹 事 原田 達哉 (電中研) 山本充義 (東芝)

計器用変成器標準特別委員会

委員長 池田三穂司 (電 試)

幹 事 渡辺 義治 (明電舎)

積算無効電力計標準特別委員会

委員長 池田三穂司 (電 試)

幹 事 小林 茂雄 (電 試)

しゃ断器標準特別委員会

委員長 福田 節雄 (東 大)

幹 事 森 英夫 (電 試) 新井正元 (三菱)

同気中しゃ断器小委員会

委員長 森 英夫 (電 試)

幹 事 占雄 稔彦 (東芝) 宮内 一憲 (富士)

避雷器標準特別委員会

委員長 藤高 周平 (東 大)
幹 事 富山 順二 (超高研) 広瀬 胖 (電中研)

誘導機標準特別委員会

委員長 高橋 幸人 (千葉工大)
幹 事 石崎 彰 (明電舎)

同期機標準特別委員会

委員長 広瀬 敬一 (中 大)
幹 事 佐野 一雄 (東芝) 上之國親佐 (電中研)

静止誘導機器標準特別委員会

委員長 宮本 茂業 (東 芝)

半導体整流器標準特別委員会

委員長 山田 直平 (東 大)
幹 事 百田 恒夫 (電 試)

保護継電器標準特別委員会

委員長 谷合 清一 (東 芝)
幹 事 朽木 雄蔵 (電中研) 安藤文郎 (東芝)

回転機一般標準特別委員会

委員長 山村 昌 (東 大)

直流機標準特別委員会

委員長 山村 竜男 (国 鉄)
幹 事 後藤 泰治 (富 士)

水車標準特別委員会

委員長 武居 功 (電 発)
幹 事 桑原 進 (電 発)

がいし標準特別委員会

委員長 巽 良知 (電 学)
幹 事 千田 二郎 (東 電)

同長幹がいしおよびラインポストがいし小委員会

委員長 巽 良知 (電 学)
幹 事 近藤 澁 (電試) 広瀬 胖 (電中研)

電力線搬送装置標準特別委員会

委員長 山田太三郎 (電 試)

電圧標準特別委員会

委員長 尾本 義一 (慶 大)
幹 事 巽 良知 (電学) 高村善博 (公益局)

同配電小委員会

委員長 尾本 義一 (慶 大)

送電用鉄塔標準特別委員会

委員長 宮原 信英 (日発興)
幹 事 堀 貞治 (送電線技研)

特別高圧架線金具標準特別委員会

委員長 巽 良知 (電 学)
幹 事 富坂 礼一 (東 電)

電球標準特別委員会

委員長 山内 二郎 (慶 大)
幹 事 中路 幸謙 (電 試)

アルミ電線標準特別委員会

委員長 宮原 信英 (日発興)

ブチルゴムおよびポリエチレン電力ケーブル

標準特別委員会

委員長 斎藤 幸男 (東工大)

幹 事 友田 千年 (公益局) 山田昌男 (電試)

電鉄用機器標準特別委員会

委員長 福岡 直治 (国 鉄)

新
鋭
!!

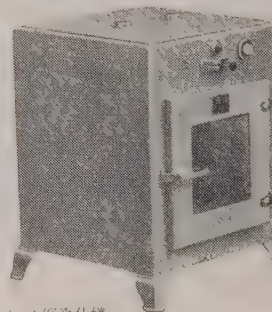
半導体 熱処理

研究用・中間試験用・各種

電気定温器

高性能

精密恒温
誌名記入
人々御照会
カタログ
呈



室内寸法
2,000 m/m
迄各種
温度
60°C, 200°C
250°C, 300°C
350°C
型式
各種ファン付
各種真空管
リレー付
室内
銅板・ステン
レス板・鉄板

上写真仕様
室内寸法 450×400×400 m/m
定温範囲 40~60°C±1°C
自動温度調節器付
扉窓, 室内灯, 温度ヒューズ付

大成化学機械株式会社

東京都千代田区神田美倉町四番地

電話 (251) 8277 (代)

プリント配線

日本最大の設備と、技術

専用機がそれぞれの工程の自動化を計り、高品質、安定した性能を保証しているとともに、検査機器の充実により更に電子部品としてのプリント配線基板の信頼度を高めています。

溶ダ・レジスト法 完 備
シルク・スクリーン法

使用目的による材料の選択。材料の性質を無視した苛酷な設計基板の要求。必要以上の外観にとらわれいたづらに高いコストを招く。以上のような点を十分にお考えいただくために材料規格、加工規格表を用意しておりますので企画室宣伝課までご要求下さい。



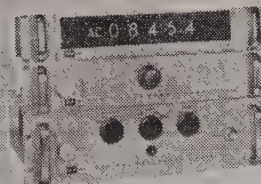
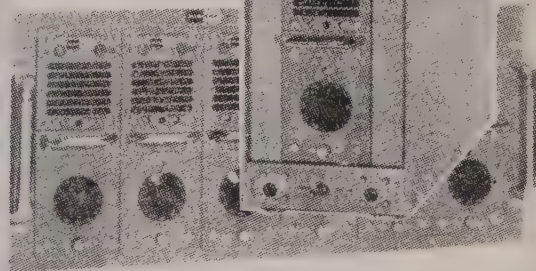
株式会社 菊水電波

本 社 東京都大田区馬込西4の67 電話 (771)9191(代表)
玉川工場 川崎市新丸子東3の1175 電話 中原(047)8171(代表)

WIDEBAND DC AMPLIFIER

MODEL 112A

KINTEL
A DIVISION OF
COHU
ELECTRONICS INC.



AC/DC DIGITAL

VOLTMETER

- ACCURACY
AC V: $0.1\% \pm 3$ DIGITS
DC V: $0.01\% \pm 1$ DIGITS
- RANGE AC
0.001 ~ 999.9V RMS
30 ~ 10,000 cps
- RANGE DC
 $\pm 0.0001 \sim \pm 1.000V$

MODEL 502B

- 2 μ v Stability for over 400 Hours
- < 5 μ v Noise
- 100 K Ω Input, 1 Ω Output Impedance
- $\pm 45V, \pm 40$ mA Output
- 40 kc Bandwidth
- 20 to 2000 Gain with Standard plug-in
- Integral Power Supply

- Equivalent Input Drift (After Warmup).....
.....Less than 2 μ v for 400 hours.
- Equivalent Input Noise
.....Less than 5 μ v peak to peak from 0 to 3 cps.
.....Less than 5 μ v RMS from 0 to 750 cps.
.....Less than 12 μ v RMS 0 to 50 kc.
- Input Impedance100,000 ohms, Output impedance less than 1 ohms.
Gain.....Ten steps from 20 to 1000 with continuous 1 to 2 times vernier adjustment of each setting.
- Gain accuracy0.5% DC to 2 kc.
Micro-Gain.....Control permits adjusting individual gain setting to 0.01 % gain accuracy.
- Gain stability and linearity.....0.1%
- Frequency response..... ± 0.1 db to 2 kc, ± 0.3 db to 10kc, less than 3 db down at 40 kc.
- Output capability.....40 mA into 10 to 400 ohms, ± 35 volts into 1000 ohms, ± 45 volts into 10,000 ohms.

日本総代理店
兼松株式会社

東京支社電子部

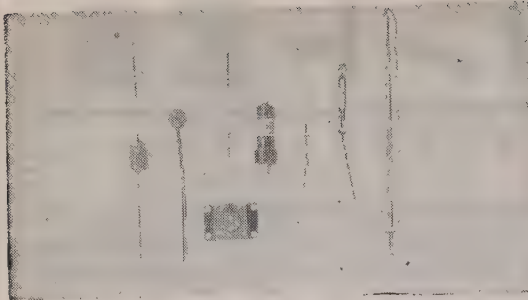
東京都千代田区丸の内1(東京海上ビル新館) 電話 (281) 6811(大代表)

お問合せは...

総発売元

株式会社 菊水電波

東京都大田区馬込西4-67 電話 (771) 9191(代表)



サーミスタ

温度測定、温度制御、トランジスタ
温度補償、超高周波電力測定、発振
器振巾安定、通信回路自動利得調整、
継電器動作遅延、サージ電流抑制用
その他

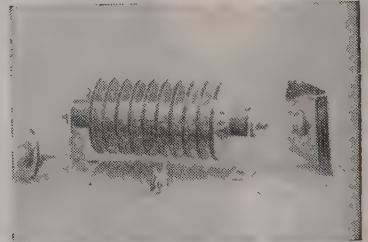
最も安定度の高い 石塚電子の半導体製品

火花消去に シリスター (SiCバリスター)

(カタログ進呈)



火花消去、サージ電圧抑制、
定電圧用 その他



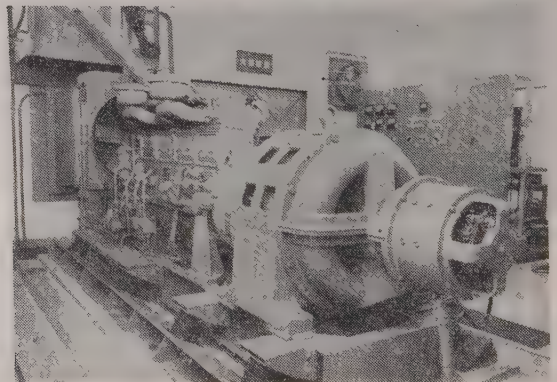
石塚電子株式会社

東京都江戸川区小岩町2の2916 代表 電話 江戸川 (657) 1633番



工場設備の保全には...

全自動制御予備電源装置 定周波定電圧電源装置



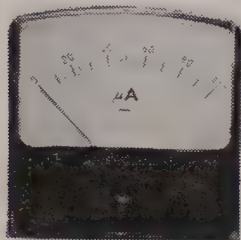
瞬時停電もない完全無停電電源/
動作確実な全自動予備電源/
精度の高い定周波電源/

詳細カタログその他御申越次第お送り
申し上げます

山洋電気株式会社

本 社 東京都豊島区巢鴨6丁目1349番地
電話 東京 (982) 5151~9番

新型パネル用計器



新発売！

WMR-65N (可動コイル型)

WCR-65N (整流器型)

WSR-65N (可動鉄片型)

外型 81×79mm 胴径 65φ



指示電気計器
工場

渡辺電機工業株式会社



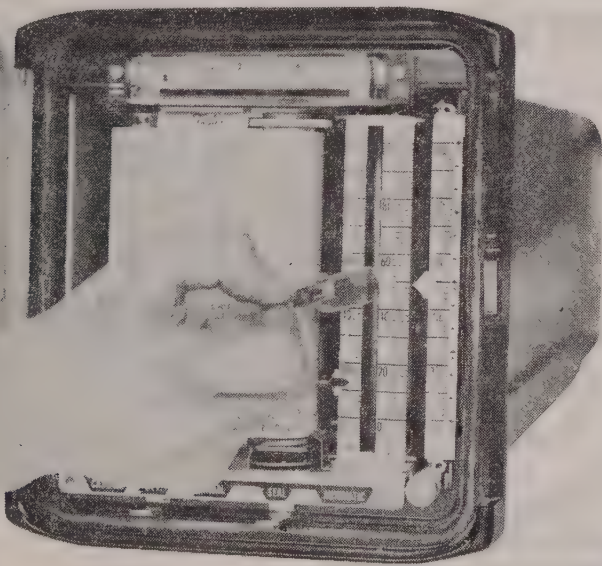
東京都渋谷区神宮通二ノ三六番地

特長

1. 65型計器と取付寸法が全く同じですからそのまま取付ができます。
2. 外観は新しいデザインで美しい着色がしてあり機器に取付けた場合製品が一層引立ちます。
3. 目盛窓が一段と広くなっておりますので指示が読取り易くなっております。
4. 電気的特性は高度な品質管理により一段と向上しております。
5. 量産態勢により納期迅速いつでも御要望に応じられます。

電話 青山
(401)

2 2 8 1
6 1 4 1
6 1 4 2
6 1 4 3
6 1 4 4



Taylor-Shimadzu

生産
開始

世界最初の
グラフィック計器の創始者
テラー社の、そして
世界最初の強力なペン駆動
サーボマチック自動平衡受
信部をもつ最新の

テラー島津計器

トランスコープ

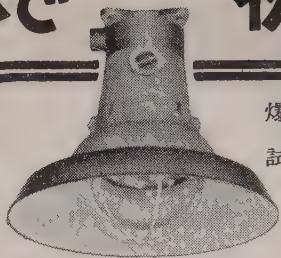
記録計／調節計／調節器



島津製作所

本社・京都市中京区河原町二条南
支店・東京・大阪・福岡・名古屋・広島・札幌

日本で 初めての



耐圧防爆形200W直付灯

爆発強度試験と爆発引火
試験で保証する

耐圧防爆形



耐圧防爆形12回路電灯分電盤

白金式

耐圧防爆形照明

白金式防爆形主要製品
照明器具（パイプ吊、ブラケット、直灯）
ハンドランプ、投光器、探見灯、コンセント
並に 点滅器、電灯分電盤（2～20回路）
刃型開閉器（30, 60, 150, 200, 300A）
ジャンクションボックス、ジョイントボッ
クス、プルボックス、シーリングフィッ
ティング、ユニオンエルボー、コムパウンド

並に

防爆形配線装置



白金式 伊東電機株式会社

本社並に 東京都港区芝三田四国町16
防爆研究所 電話 (451) 代 4191～4 番
工場 東京都港区芝三田四国町2の4

斯界に誇る完璧な総合技術が生んだ……

OS ELECTRONIC COMPONENTS

はあらゆる電子機器の高性能高信頼化を推進する新しき働き手で

OSサーミスタ

OSバリスタ

OS電気接点

株式
会社

大泉製作所

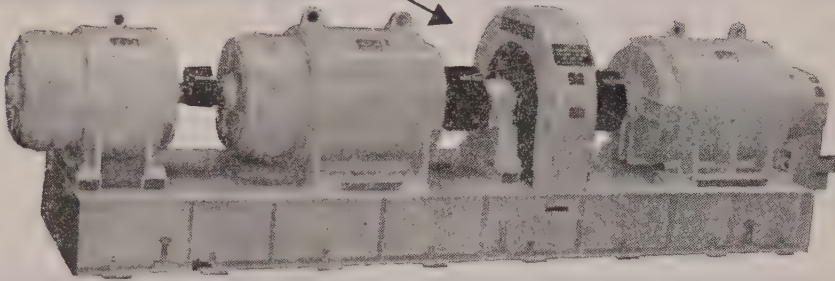
本社 東京都練馬区實井町410 電話 (991) 1101 代表
銀座営業所 東京都中央区銀座西7～6 福田ビル
電話 (571) 8500～1

Densai の
主要製品

交流・直流発電機・電動機
予備電源装置
無停電電源装置
定周波定電圧装置
各種通信用電源装置

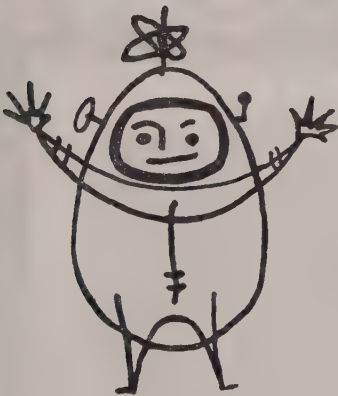
自動電圧調整器
受配電盤・整流器
送風機・水中ポンプ・クリーナー
シンクロ電機・制御機器
電装品・家庭電器

電子計算機の電源として最も多く使われているクレーマ制御定周波装置



日本電氣精器株式会社

本社及向島事業所 東京都墨田区寺島町3-39 TEL. (611) 4111~9 / 大阪営業所 大阪市北区伊勢町34 (日清ビル)
名古屋営業所 名古屋市中区久屋町5-9 (住友商事ビル) / 札幌営業所 札幌市北八条西1-1 / 福岡営業所 福岡市天神町58 (天神ビル)



20.6世紀のパイオニア……

月世界はパーツが征服します 産業の中の
エレクトロニクスから育ちます
そのパーツ……………

マルコン=コンデンサ

東京電器株式会社

東京営業所 東京都中央区日本橋本町4~9 TEL(201)9494(代)
大阪営業所 大阪市北区絹笠町50 TEL(34)8720
東北営業所 山形県長井市宮1560 TEL(長井)2131

世界に燦然たり……

1960年

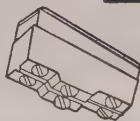
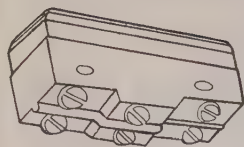
2極マイクロスイッチ群

日本の技術
が生んだ

革新

技術

世界で最初
にして唯一

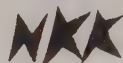


特徴と性能

この二極マイクロスイッチは本邦に於いては勿論、又その品種に於いては従来の単極の基本型と同一に絶ゆる品種が完成致しましたことは世界でも最初の画期的なものです。この成功の理由は本器が応差の動き(M. D.)に於いて外国品の欠陥(応差の動きが大きいこと、これは二極マイクロスイッチが海外に於いても、国内に於いても普及されない理由の一つと考えられます)を完全に除去したこと。これは正しくマイクロスイッチの革命、新分野への黎明とまで云われる理由です。そして更に特徴は次の如く追加されるのです。

- | | |
|---------------------------------------|---------------------------|
| (1) 外寸、取付位置は単極基本型と同一 | 耐 圧 1000 V. A. C. 一分間 |
| (2) 機械的寿命は50万回以上、接点間隔は従来の単極品より広い。 | 絶縁抵抗 500 V. 1000 MΩ 以上 |
| (3) 動作力、応差の動きも単極型と同一 | 動作に必要な力 (O. F.) 300~450 g |
| (4) 単極品を2ヶ並べて使用すると連動スイッチの投入、切断は2回路同時。 | 動作迄の動き (P. T.) 0.5 MAX. |
| (5) 規格 | 動作後の動き (O. T.) 0.13 MIN. |
| | 戻りの力 (R. F.) 114 g MIN. |
| | 応差の動き (M. D.) 0.01~0.15 |

電流量 125・250 V. 10 A. A. C.

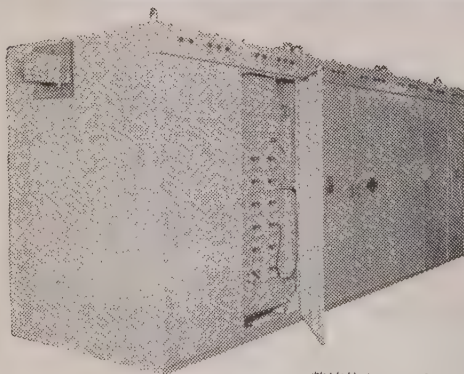


日本開閉器工業株式会社

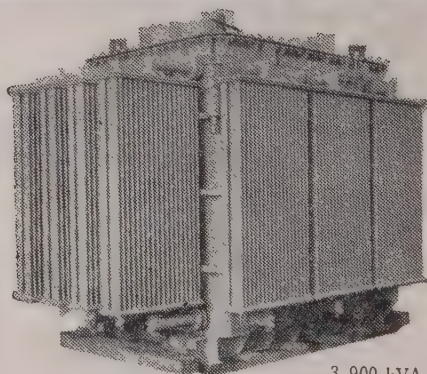
東京都大田区馬込東3-644

TEL 東京(771) 8841~2・8379

KYOSAN 電解用シリコン整流装置



整流体キュービクル



3,900 kVA 3φ
6C形主可飽和リアクトル

日本曹達株式会社会津工場殿納入 3,375 kW 225 V 15 kA

電解用自動定電流シリコン整流装置

本整流装置は世界最大の超大容量可飽和リアクトルを具備した全磁気増巾式電解用定電流シリコン整流装置で、応答速度はやく、遠隔監視制御により無人運転方式を採用し、整流体キュービクルはトレー方式を採用しているため、万一ヒューズ熔断または整流体に部分的故障が発生しても全負荷運転中にそのまま予備品の交換が可能になっております。



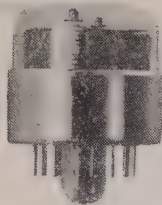
株式会社 京三製作所

営業部 東京都中央区銀座西1の1 TEL (561) 8361 (代)
本社及工場 横浜市中区平安町2の13 TEL (5) 6591 (代)
本社及出張所 大阪・名古屋・福岡



INDICATOR TUBE —Long Life—

表示管 (長寿命用)



GR-201

定 格

各種記号表示装置に！

長寿命用表示管は、特に放電による陰極スパッタ現象をいちぢるしく抑える事に成功したもので、連続陰極表示及び短時間切換表示共に従来の相当品の数倍以上の寿命が得られる様になり、特殊使用又は相当長寿命を要求する表示装置に使用して充分御満足頂けるものと思います。

営業品目

計数放電管
表示管
リレー放電管
パイロットネオン管
カウンティングユニット
電子管式計数器
自動計数制御器
微少時間測定器
光電ピックアップ

品 種 (相当品)	表 示	陽極供給 直流電圧	平均陽極 電 流	消費電力	全 長	座 高	最大部 直 径
GR-201	0～9	170 VDC 以 上	約 2.0 mA	0.4 W M a x	44.5 mm M a x	29±2 mm	32mm M a x

カタログ進呈

岡 谷 無 線 株 式 会 社

東京都渋谷区上通り2の2安田ビル (408) 6 8 0 4 (401) 8 8 1 1
大阪取扱店 BON電気：北区曾根崎上2-7 (34) 3 5 3 1

ハイカーコルク



変圧器及

油入遮断器用

パッキング

(型 録 贈 呈)

創業明治 29 年

JIS 表示工場

No. 2948



永 柳 コ ル ク 工 業 株 式 会 社

本 社 東京都墨田区寺島町4丁目 25 番地 (東武線 曳船駅前) 、
電話 東京 (611) 代表 5111・5110-9

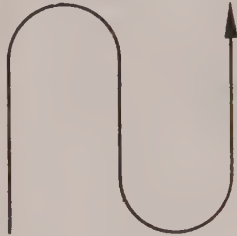
燐青銅／洋白

ベリリウム銅・モネルメタル

その他特殊銅合金



3222号



佐藤金属工業株式会社

本社 東京都港区芝浜松町3丁目5 電話 芝(431)7166(代表)

工場 浦和市白幡 966 電話 浦和2611・3162



指ッ月

ゴッセンサ

品質の奉仕
価格の奉仕

この二つを合い言葉とした指月、トップレベルをゆく高度な技術、徹底した品質管理、新装なった最新の設備から高性能コンデンサを産み世界のどんな処へでも誠意と自信をもってお届けしております。

- 高圧進相用コンデンサ
単器型 100〜1000KVA
集合型 100〜5000KVA
 - 低圧進相用コンデンサ
 - 高周波電気炉用コンデンサ
 - テレビ・ラジオ・通信機用コンデンサ
 - 電子機器用コンデンサ
- ベーパー・オイル・MP・ポリエチレン
ワイラー各コンデンサ
(カタログ呈上)

高圧進相用単器型100KVA

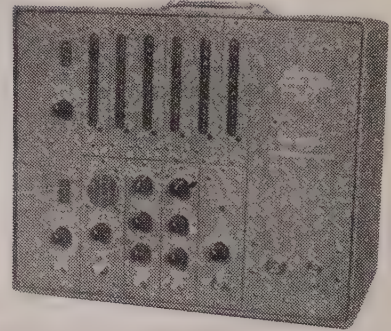
株式会社 指月電機製作所

本社・工場 西宮市大社町一
東京製作所 西宮(3)代 5821
東京製作所 東京都大田区新井宿七一〇
電大森 5770
名古屋出張所 名古屋市中区東瓦町二〇
電名古屋 7645

JEIC 万能カウンター

— オールトランジスター化 —

感 度	正又は負 1.5 V (10k Ω) 15 V (100k Ω)
桁 数	6 桁 ネオンランプ表示
精 度	$\pm (0.001\% \quad 1 \text{ count})$
周波数測定範囲	1% ~ 1 Mc
ゲート時間	0.01, 0.1, 1, 6, 10, 60, 100 秒
表示時間	約 0.5 ~ 5 秒
時間測定範囲	10 μ s ~ 10 ⁶ sec
周期測定範囲	0 ~ 10kC $\pm 0.3\%$ 以内
測定波数	1 及び 10
標準周波数出力	1, 10, 100%, 1, 10, 100, 1000kC
外形寸法	330h \times 370w \times 190dmm



CC-61型

量産体制が整いましたので価格がさがりました。

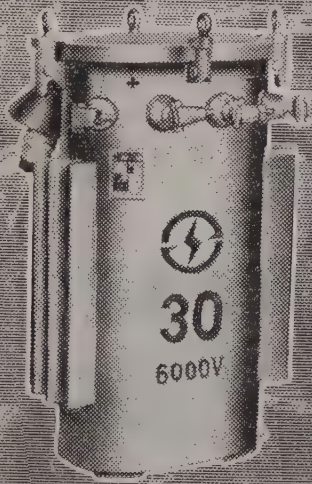
日本電子測器株式会社

本社・工場 東京都中央区月島西仲通10-7 電話(531) 0101 (代)
大阪出張所 大阪市北区太融寺町8(アトラスビル) 電話368176~8
仙台工場 仙台市袋町27 電話(2) 9961

未来につながる技術の結晶

主 要 製 品

巻鉄心変圧器・電力用変圧器
各種特殊変圧器・ネオン変圧器
電気カンナ・小形モーター



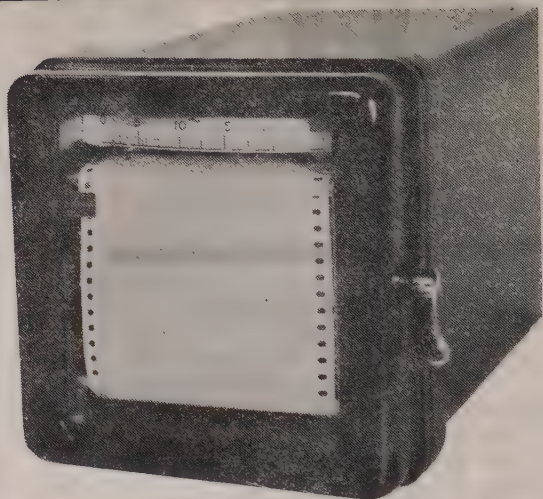
アイチのトランス



株式会社 愛知電機工作所

本 社 愛知県春日井市松戸町3880 電話 春日井 2131
東京支店 東京都港区芝田村町4の3 電話 431-0646-6206
名古屋支店 名古屋市東区水筒先町2の2 電話 4-9-5-6-6
大阪支店 大阪市北区堂島中町1の41の7 電話 36-9176-9177
代 理 所 仙 台 / 福 岡 / 岡 崎 / 四 日 市

富士機器の 小型記録計



温度・電圧・電流・其の他各種の測定記録に・又図示パネル用計器としても最適です。

性能 ①大きさ 130 mm 角 奥行 217mm ②重さ 約 3 kg ③記録方式 熱ペン式 ④記録紙有効巾 70mm 記録紙 1 巻 10 日間有効 ⑤記録紙速度 1 時間 25mm/h ~ 75mm/h ⑥感度 50 μ A 又は 20 mV 以上 (フルスケール) ⑦使用電源 AC 100 V 50 ~ or 60 ~ 6 W ⑧真空管等は使用せず

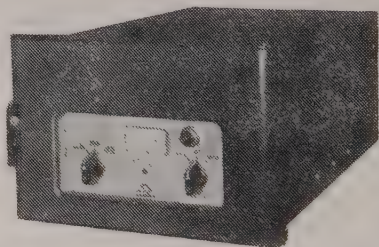


販売 富士電機製造株式会社 製造 富士機器株式会社
本社 東京都千代田区丸の内 2 丁目 6 番地 (旧社名 コス測定器株式会社)

温度の自動制御に

大倉の電気式調節計

重油炉のバーナー、ダンパー類、電熱器の温度制御、実験室、バッチャープラントなどのコントロールに最適



電気式調節計 TYPE-2

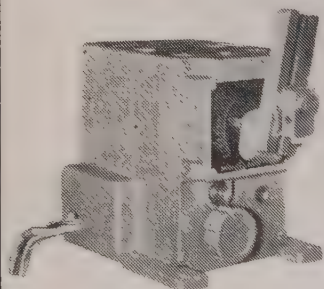
— 営業品目 —

微圧計・イメージンパイロメーター
電気式調節計・プログラム調節計
その他一般工業用計器各種

性能

比例帯 2 ~ 500%
積分 0.01 ~ 100 分
微分 0 ~ 8 分

(誌名記入申込に型録進呈)

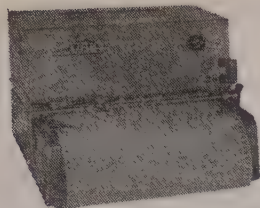


PDU-1 米国 Swartwout 社と提携



大倉電気株式会社

本社・工場 東京都杉並区西田町 2-407 TEL (398) 5111 (代表)
秩父工場 埼玉県秩父郡皆野町 2076 TEL (皆野) 19-38 番
大阪出張所 大阪市北区芝田町 112 (井上ビル 24 号室) TEL (36) 5791-5 5891-5 (交換)
小倉出張所 小倉市博労町 63 富士ビル 44 号室 TEL 小倉 (5) 8621



VR-100N

注!!

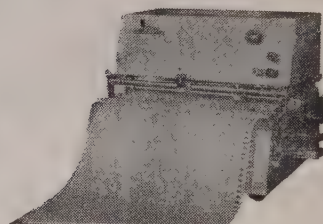
VR-100Nの開発により
応用範囲が飛躍的に拡大
されました。

それは入力回路が筐体から
絶縁されたからです。

VARICORDER

1. 要素の記録が容易である。
2. 追従速度が非常に速い。
3. 入力抵抗が大きく零点調整が全域
4. 小型軽量のため移動に便利。
5. 価格が安い

VR-200G



日本電気機材株式会社

本社・工場 京都市中京区西ノ京上合町 17
東京サービス 東京都千代田区神田司町 2-15
ステーション 電話 (231) 2736

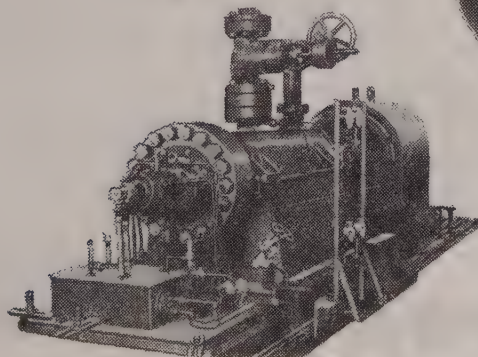
KYOTO TEL (84) 4396-8
(82) 0395-6

発電 事業の心臓部で活躍する!

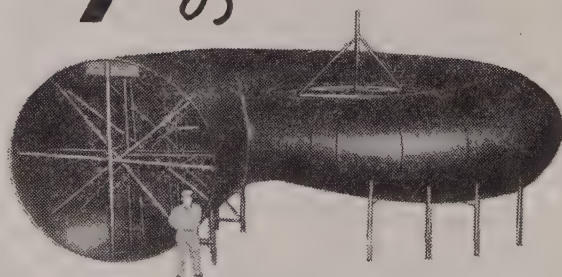
エハラ

火力発電用

送排風機
汽罐給水ポンプ



二重胴型高温高压・汽罐給水ポンプ



発電用水車



荏原製作所

本社 東京都大田区羽田旭町

最古の伝統と最新の技術を誇る

富士金属の バイメタル

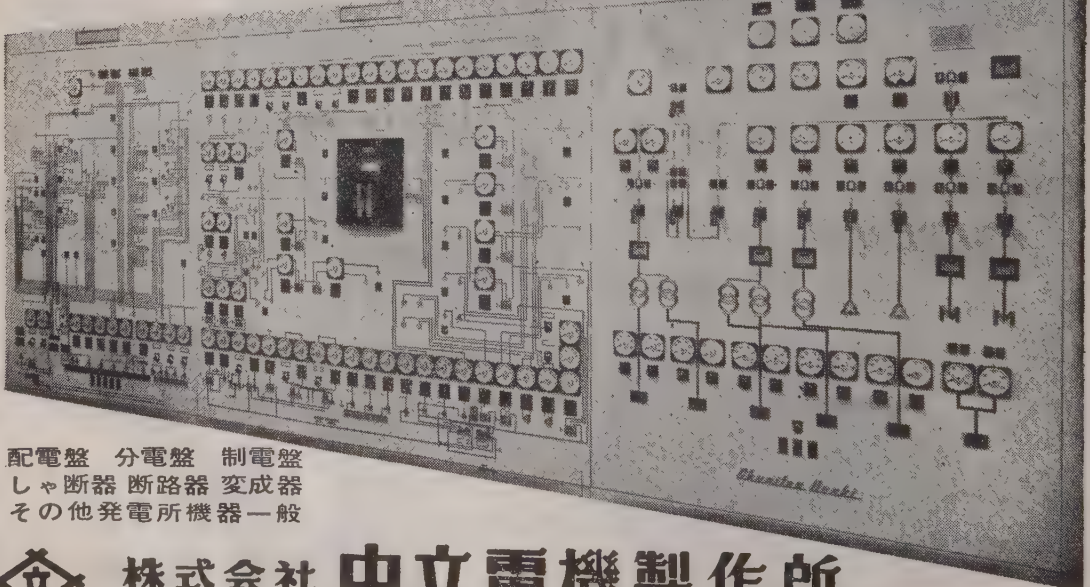
●真空熔解に依る

富士金属株式会社

本社・工場 大阪市東住吉区加美春日町 27 電話大阪 (79) 5505~7
東京事務所 東京都中央区日本橋兜町 2 の 55 電話東京 (671) 5417・1586~7
大阪事務所 大阪市西区阿波座中通 2 の 47 電話大阪 (54) 2134・5641~3

Churitsu Denki

(ビル用総合監視及操作室)



配電盤 分電盤 制電盤
しゃ断器 断路器 変成器
その他発電所機器一般



株式会社 中立電機製作所

名古屋市中昭和区白金町 6 / 20 電話(代表)名古屋(88)7161
東京営業所 東京都千代田区神田末広町51(住吉ビル四階) TEL(251)3778

最大の生産と最高の品質管理を誇る



JIS表示許可
防衛庁認定工場

日本抵抗器

カタログ進呈

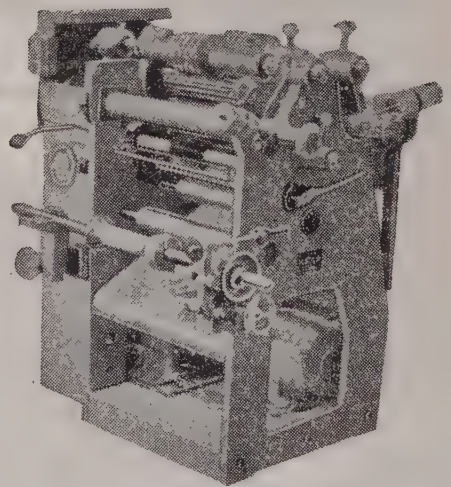


株式会社 日本抵抗器製作所

東京都品川区大井町2-23-8 電(761)0850・4211
8854・8594
大阪市大淀区南浜町2の26 電(87)6756 (代)

S スリッター

アルミ箔、コンデンサーペーパー、スチロール、マイラー等を所定の巾に切断し捲取るもので、最大巾 300mmの資料から最小巾5mm迄切断できる。従来の機械を改造し、一新した新鋭機である。



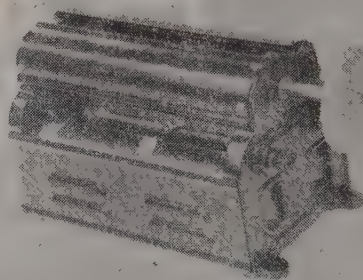
株式会社 明製作所

本社・東京都品川区大井町2-23-8 (491) 9125~9
大阪出張所・大阪市北区堂島上2の39毎日産業ビル (34) 6540

— 摺動抵抗器 —

手動用・モーター駆動用

品質最高!!
納期迅速!



上記写真はモーター駆動用ブーリーをつけたところ。
このブーリーにハンドルをつけ、微細調節用とする
こともできます。

カタログ贈呈

SS型単心摺動抵抗器 75種類
DS型双心摺動抵抗器 90種類

東京精電株式会社

東京都港区芝南佐久間町1～5
電話 (501) 9349, 9522

TSローラーコンベヤ

企業の合理化に

ノータッチシステムの
TSローラーコンベヤ

運搬・荷役作業工程間の合理化は、工場レイアウトの
第一歩と言われます。

TSローラーコンベヤは品物をローラーの上に置
くだけで、軽ろやかにすべり出す。スムーズな運
搬で皆様から、ノータッチシステムつまり置くだ
けで目的場所まで運んでくれると広く好評をいた
だいております。

・安く・軽く・丈夫で・どこにでも自由に移動出
来、何台でも長く連結の出来る、しかも製品を汚
さず、傷つけず、安全かつスムーズに運べるのが
TSローラーコンベヤです



株式会社 寺内製作所

本社・工場 大 阪 市 生 野 区 狭 大 地 町 3 0 0 ノ 1
電話 大 阪 (716) 1661-3 番 (74) 6223 番
東京営業所 東 京 都 港 区 芝 田 村 町 3 ノ 13
電話 東 京 (591) 4 8 2 4 番
名古屋営業所 名 古 屋 市 中 区 西 瓦 町 5 番
電話 (24) 5 5 9 4 番

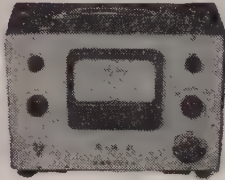
カタログ贈呈致します

バリスター

サーミスター

営業品目

サーミスター
風速計



サーミスター
バリスター
亜酸化銅整流器
サーミスター 温度計
サーミスター 温度調節器
サーミスター 風速計

株式会社 芝浦電子製作所

本社 東京都板橋区前野町1~3 電話 (961)5328(代)
川口工場 埼玉県川口市飯塚町1~346 電話 川口 3253

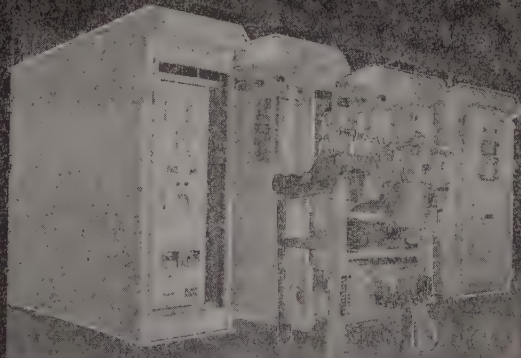
あらゆる産業で
活躍する!!

 **中村電機**

ナカムラ

配電盤 / しゃ断器

〈屋外閉鎖型配電盤〉 しゃ断器 RB-25型収納



〈営業案内〉 送呈 (電会誌9月号と附記) 京都市外向日町 株式会社 中村電機製作所 (電話) 向日町 531~5

保護ガス雰囲気炉 設計製作

最新の技術・最古の歴史

エ レ マ 発 熱 体
エ レ マ 電 気 炉
大 型 ニ ク ロ ム 炉
ダイヤライト炭化珪素耐火物
エレマイド(SiC被膜)



東海高熱工業株式会社

本 社 東京都千代田区神田旭町2大審ビル 電話 (251) 5131(代)
営 業 所 大阪・名古屋・福岡・富山・広島・仙台
工 場 名古屋・京都

一般市販の

40W 蛍光灯が 60W の明るさになる

設備費が 2 割 安 く

保守費が $\frac{2}{3}$ ですむ

最も経済的な

エフコンダブルスポット

グロー式 高照度 蛍光灯 器具
ラビット式 工事用

恩賜発明賞 に輝き

200万台を越える実績をもつ
日本の生んだ世界の点灯回路

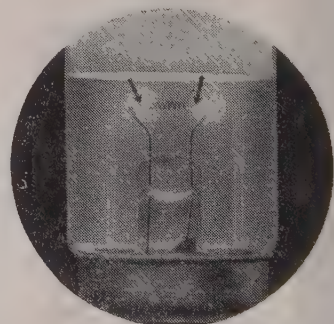
エフコンダブルスポット

高照度安定器 内蔵

※ランプの長寿命を御希望される方は、15,000時間を保証する、ダブルスポット40W定格出力型直列ラビット式安定器(FLR-40;共用型)を御指定下さい。

日・米・英・独・印・加特許

恩賜発明賞
科学技術庁長官発明賞
大河内記念技術賞
照明学会関西支部賞



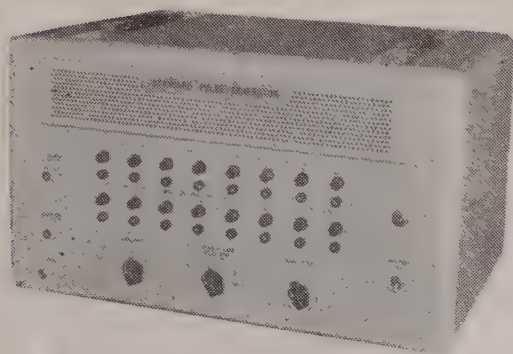
本ダブルスポット高照度蛍光灯器具により60Wで点灯した市販の40W蛍光灯ランプの電極部分の蛍光体を剥離して撮影した放電の状況

技術資料進呈

エフコン電気株式会社

大阪市東淀川区新高北通1の22
電話 大阪(39)1848(営業直通)1264 代表

TIME-MARK GENERATOR



— 営業品目 —

パルス応用各種測定器・多現象オシロスコープ・高周波電源装置・半導体関係測定器・パラメトロン関係測定器・標準時間発振器・微少時間統計機・医用電子管測定器・その他超広帯域増巾器関係

1. 用途 オシロスコープの掃引時間の校正、信号波形の比較などに使用します。
2. 性能
 - 2・a マーカー出力
 - 2・a・1 インターバル 0.1 μ s, 0.5 μ s, 1 μ s, 5 μ s, 10 μ s, 50 μ s, 100 μ s, 500 μ s, 1ms, 5ms, 10ms, 50ms, 100ms, 500ms, 1s, 10s
 - 2・a・2 確度 0.1%以下 (水晶)
 - 2・a・3 出力 3V以上 (75 Ω)
 - 2・a・4 極性 プラス、マイナス切換可能
 - 2・b トリガー出力
 - 2・b・1 周波数 1 Mc/s 100 kc/s, 10 kc/s, 1 kc/s, 100 c/s, 10 c/s, 1 c/s
 - 2・b・2 出力 2.5V (p-p) 50 k Ω
 - 2・b・3 極性 プラス
3. 電源 AC 95V~105V 50c/s~60c/s
4. 消費電力 450VA
5. 寸法 約 540×370×300
6. 重量 約23kg

港通信機株式會社

東京都港区西久保八幡町10
電話 (431) 2762・2733



の絶縁を完全にする
乾燥・含浸装置
・コンパウンド含浸装置)

主なる
納入先

愛知電機・中国電力・安川電機
沖電氣・三菱電機・北辰電機・住友機械
東洋レーヨン・オリジン電氣・三洋電機



日空工業株式会社

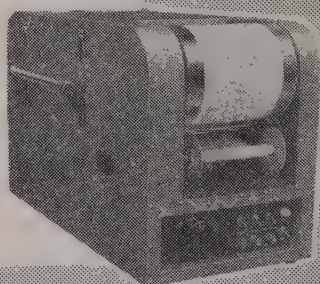
本社 大阪府西區江戸堀南通3の18電話土佐堀(44)181・9512~4
東京出張所 東京都台東区二長町1(東神ビル)
電話下谷(831)2161(代表)

共和の電磁オシログラムとオシログラム自動現像機



営業品目

抵抗線歪測定器
抵抗線式トルクメータ
圧力計、荷重計、変換器等
加速度計、馬力計
カールソン型計器
電子管式自動平衡計器



MA型電磁オシログラム

1. 電源は交流、直流共に使用可能
2. 暗室不要で白昼連続撮影可能
3. C、F型は、ガルバ系統が高電圧（3000V 1分間）に耐える

OD型オシログラム自動現像機

1. 小型で取扱が簡便かつ暗室不要
2. 現像むらのない均一な調子に仕上がる
3. 現像後データの長期保存にも水洗不要

F.W.L

共和無線研究所

本社 東京都港区芝西久保明舟町19 電話東京(501)代表2444番
大阪出張所 大阪市北区宗是町10(中之島ビル内) 電話土佐堀(44)0058・0059番
名古屋出張所 名古屋市中区岩井通り4の8(マスマビル内) 電話南(32)2596~8番
福岡出張所 福岡市官内町25(官内ビル) 電話福岡(3)5565・6390番

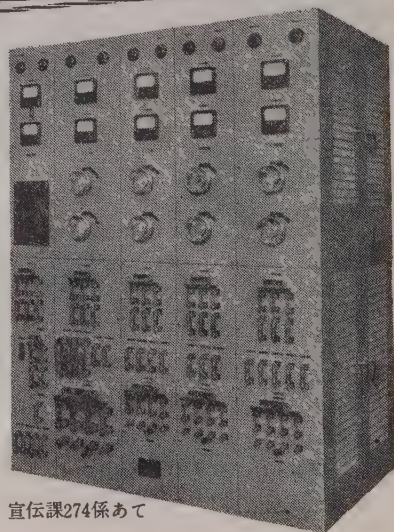
あらゆる
直流電源
に.....

スタンレー ゼレン/シリコン整流器

直流機器の心臓部には、最高の設計技術で完べきの性能を誇るスタンレー整流器をご用命下さい。アフターサービスも満点ですから安心してご使用願えます。

特長

- 品質が均一であること。
- 効率がきわめて高いこと。
- 性能が安定し寿命が長いこと。
- 取扱い・保守が簡便であること。
- 価格が経済的であること。



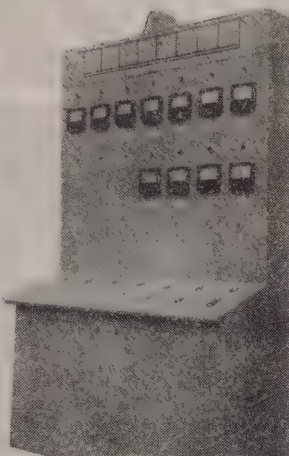
STANLEY

カタログ 呈 東京都目黒区中目黒2-605 スタンレー電気K.K. 宣伝課274係あて

遠隔直視自動制御盤

遠隔の物理量、移動量を直視し乍ら集中制御が出来る。

特殊自動制御盤を歓迎します。



写真は遠隔のグレーンの移動量を投影指示し、集中制御をなすもの

営業品目

デジタル計測器
自動機械
自動制御装置

大電力需用家に是非必要な 進相用蓄電器自動投入装置

一步前進したコンデンサー自動投入開閉器

蓄電器自動投入装置標準定格

型式	コンデンサー-KVA	電圧V	時限 sec	検出要素	操作電圧
HT -200	200	3.3kV	5~300	無効電力	DC100V
" -400	400	"	"	"	"
HTH -200	200	6.9kV	"	"	"
" -400	400	"	"	"	"
HTS -200	200	3.3kV	"	電流	"
" -400	400	"	"	"	"
HTSS-200	200	6.9kV	"	"	"
" -400	400	"	"	"	"

検出要素には $\cos \phi$ を使用しているため用途に適した投入可能

向、御要求により放電コイル内蔵型も製作致します。

カタログ呈（特殊自動機械の御注文にも応じます）

Mitsunari

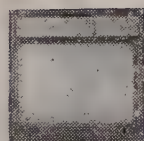
株式会社

光成理化測器製作所

福岡県嘉穂郡幸袋町本町 電話飯塚 1011 番

〈カタログ贈呈〉

北辰エレクトロニック自動制御装置



記録調節計



調節器

E-line

- 北辰エレクトロニック自動制御装置は、計器間の伝送信号をすべて2~10mAの直流電流に統一し、誘導障害の除去、配管、配線の大幅な簡易化、精度の向上、小形化などをはかった画期的な製品で、次のような優れた特長をもっています。
- 動力線と平行して配線しても交流誘導障害をほとんど受けない、また簡単な電話線程度のものでも配線することが出来ます。
- 一台の変換器に対して表示計器を何台でも任意の場所に設置することが出来ます。
- 155mm角の記録（調節）計に120mmという大きな目盛幅で高い精度をもたせてあります。
- データ処理装置と組み合わせることが出来ます。

北辰電機

東京都大田区下丸子町312 電話(738)2141(大代表)
大 阪 ・ 小 倉 ・ 広 島 ・ 名 古 屋
富 山 ・ 高 松 ・ 徳 山 ・ 札 幌



北辰データ処理装置



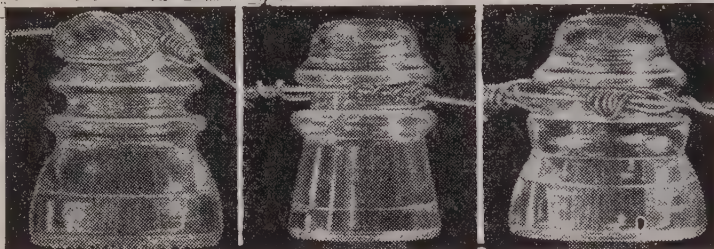
高周波絶縁碍子

ボンレックス

アメリカ無線界ではパイレックスを

日本ではボンレックスの御使用を

ボンレックスの用途 無線 有線電気通信機器用 © 原子力平和利用・各機器碍子



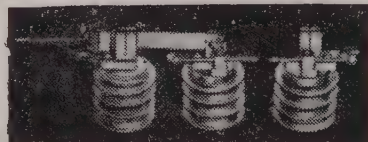
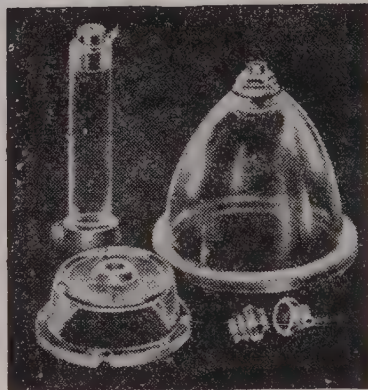
最近欧米各国で電話通信線用に使用されている高周波絶縁碍子

株式
会社

ボン碍子製作所

カタログ
定価表呈

東京都千代田区神田松永町19番地松永ビル TEL (251) 8894番

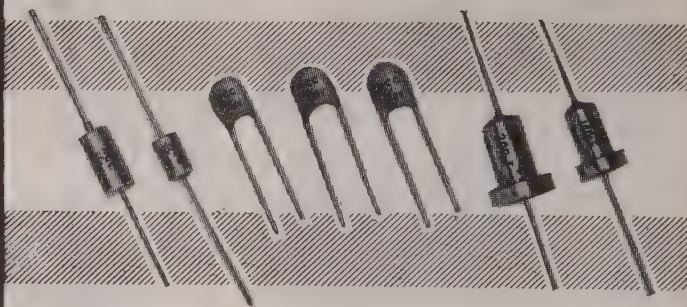
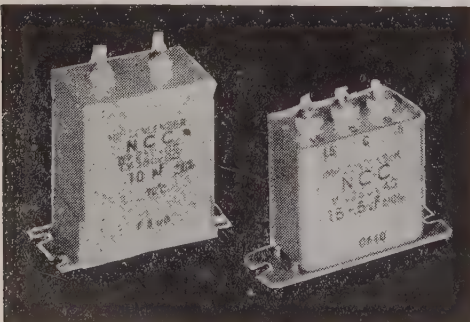


NCC

高信頼度・高性能の

エレクトロニクス用
オートメーション

NCCコンデンサ



固体タンタル T A X 型 金属ケースハーメチックシール
コンデンサ T A F 型 Epoxy Dip

湿式タンタル T A C 型
コンデンサ

M P コンデンサ チューブラ、箱型

各種フィルムコンデンサ

オイルチューブラ シルバードマイカ

NCC

(説明書贈呈)



許可番号
No. 3482
No. 5978

松尾電機株式会社

大阪府豊中市大字洲止124 電話大阪(39)0828(代)・0829-0069
東京都千代田区神田淡路町2の6 電話東京(291)4448-9



発電所の設計基準を……完全に満足さすデマンドメーター!

我国最初の

速示電流計付最大需用電流計

大目盛 最大需用目盛

時限 2分, 5分, 7分, 15分

小目盛 瞬間指示目盛

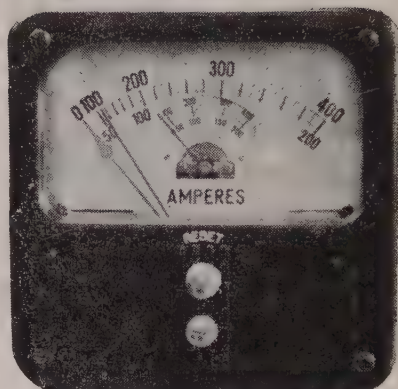
* 残針復帰は、自動、手動何れにも製作致します

製造品目

標準用特別精密級	各種記録計・自動調整及
携帯用精密級	遠隔表示装置
配電盤用及パネル用	特殊応用計器
指示電気計器一般	各種測定器・試験装置



JIS表示 No. 3679



RBI-CM₁型

竹本電機計器株式会社

本社並工場 大阪市東淀川区田川通6ノ19 電話(301)5531~5

出張所 東京都杉並区阿佐ヶ谷2ノ637 電話(391)荻窪2955・3326

スターライト



ALP

ふつ素樹脂製品

ポリ4ふつ化エチレン

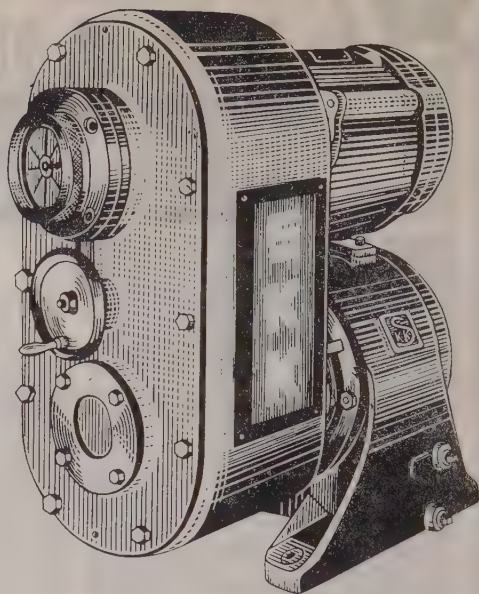
- ▶ 棒 管 円筒 板 テープ
- ▶ 軸受 パッキング ピストンリング
- ▶ 絶縁・耐食・耐熱・耐寒・非粘着性
- ▶ 電気・機械・化学あらゆる工業材料

スターライト工業株式会社

本社 大阪市淀川区天神橋筋六の五(天六阪急ビル) 電話 大阪 (35) 5736・8102・7071
 東京支店 東京都中央区八重洲一の三(呉服橋三和ビル) 電話 東京 (271) 5501 代表
 製造所 大阪市城東区茨田徳庵町一七〇八 電話 大阪 (33) 9031 代表

変速機界のホープ SKK "AIV" STEPLESS

故障絶無
機構簡単
価格低廉



株式 精機工業所
株 會 社

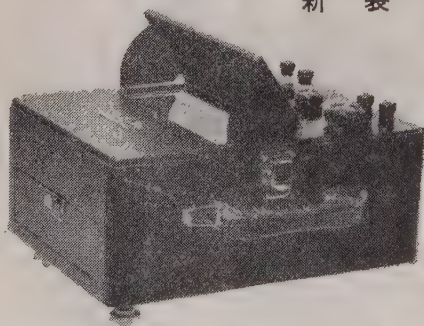
米国DAYTON社製ベルト使用

尼崎市塚口

EP型

静電電圧計

新製品



製造品目 光式計器・電子管式記録計
検流計・直流電位差計・直読オーム計 他



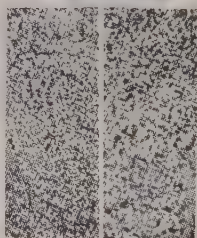
有限村山電機製作所

東京都目黒区中目黒3丁目1163
電話 目黒 (712) 0076・0077

特許
特殊銀酸化カドミウム接点

T.O.コンタクト・メタル

新しい電気接触材料として銀酸化カドミウムの優秀性は当社が昨春 T.O. コンタクトメタルを完成発売してより急速に認められ右機器に御採用を戴き好評を賜つて居ります。



TOB-2×300 TOB-3×300

御使用機器
電磁閉器
ノーヒューズブレーカ
サーモスタット
種々制御機器
中電機
航空機
マイクロスイッチ
タイマースイッチ
圧力自動車電用品

特徴

融着皆無、接触抵抗、
温度上昇、移転量僅少
遮断性、耐蝕性、耐久
性大

製造品目

T.O. コンタクトメタル
粉末冶金接点
貴金属合金接点各種

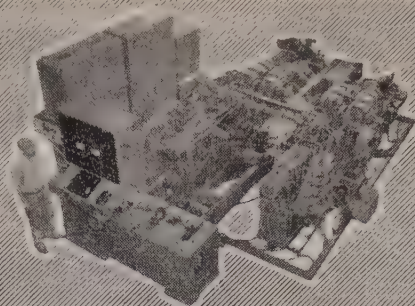
中外接点株式会社

本社・工場 東京都目黒区高木町 1509 Tel. (717) 1111~6
足立工場 足立区本木町 3-5310 Tel. (881) 6188~9

Nagahama

汎用の標準型は勿論、あらゆる回転体の適当なバランス修正をなし得る様に極めて軽量なるローター専用のマイクロバランサーから大容量の大型バランサーに至るまで、自動修正装置付専用機、高速型、特殊型、堅型等各種製作しております。

(カタログ進呈)



ND-50ECD型

クランクシャフト専用全自動釣合試験機

ダイナミック バランシングマシン

発売元 三菱商事株式会社

機械第二部工作機械一、二課 電話 東京(211)0211 大阪支社機械部工作機械課 電話(202)2341
名古屋支店一般機械課 電話 名古屋(21)451 神戸・広島・八幡・福岡・長崎・札幌・長野・広畑
岡山・呉・徳山・宇部・高松・四日市・富山・静岡・新潟・仙台・室蘭・その他

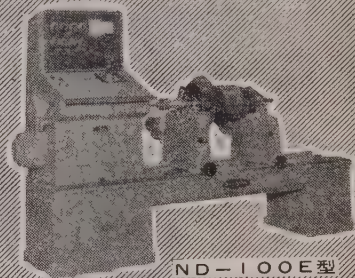


株式 会社 長濱製作所

大阪府豊中市浜323 ~ 2 (阪急宝塚線服部駅東500米)

電話 大阪 (39) 5561(代)・1132

東京事務所 東京都港区芝南佐久間町2の7 電話 東京 (591) 5874・4488



ND-100E型

ドイツのトップ
世界のトップ
オートメーション
リレー



DIL 00-44

接点 4a+4b

¥ 2,900

接点の寿命 1000万回

クロシクナームーサ社へリオン社 総代理店
シナライヘル社サイア社
株式会社 **タムテ商会**
本社 大阪府南区太宰橋4新橋ビル TEL 23-1940
事務所 東京 広島

オートメーション化には、優良AVRを!!

定電圧

の御相談は
我国唯一の各種AVR
総合メーカーへ

あなたの優秀なる御設計には、次の何れかが必ずミートします。

摺動型→T H型→周波数の影響なし、波形歪みなし、精度± 1%以内、応答 5秒以内	200kVA迄
→T B型→同上、同上、精度± 1%以内、応答 4秒以内	200kVA迄
→M R型→同上、同上、精度± 3%以内、応答10秒以内	5kVA迄
磁気増幅型→M A型→46%~61%、歪率5%以内、精度± 0.5%以内、応答10% (0.2秒) 以内	50kVA迄
→T M型→46%~61%、歪率5%以内、精度± 0.5%以内、応答 5% 以内	5kVA迄
電子管型→T R型→46%~61%、歪率5%以内、精度± 0.1%以内、応答 1% 以内	5kVA迄
鉄共振型→F S型→47~51, 57~61%、精度± 2%以内、応答 1% 以内	5kVA迄
誘導型→I D型→46~51, 56~61%、歪率10%以内、精度± 2%以内、応答30秒以内	200kVA迄
定電圧装置→C S型→46%~62%、精度± 1%以内、応答 1秒以内	5kVA迄
発電機用型→F R型→47%~61%、精度± 2%以内、応答約 1 秒	500kVA迄
電気炉自動制御装置→弊社のAVRを使用し、高性能、高効率、低廉なる自動温度調節装置	200kVA迄
整流装置→S R型→電圧及周波数の変動する交流電源から、電圧精度± 1%以内の安定した直流を得られる。	
→バッテリーの代用又はバッテリーの浮動充電用其の他の直流電源	
瞬時制動モーター→起動トルク…大、3% (1/6秒) 以内に瞬時停止並に逆転、起動電流…小、サーボモーターに最適	



桂川電機株式会社

東京都大田区矢口町 4 1 8 番 地

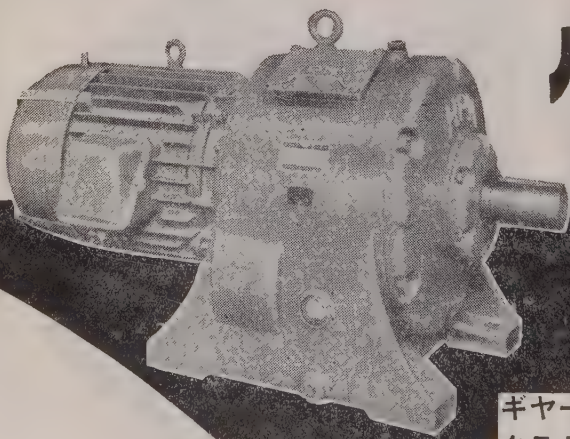
TEL (731) 0181 (代 表) ~ 5

〔型録贈呈〕

あらゆる機械の動力源に

ハンシン

ギヤードモートル



主要製品

ギヤーセービング
クラウニング加工

減速機・増速機
ギヤードモーター
モーターブリー
ローラーフレックス
カップリング



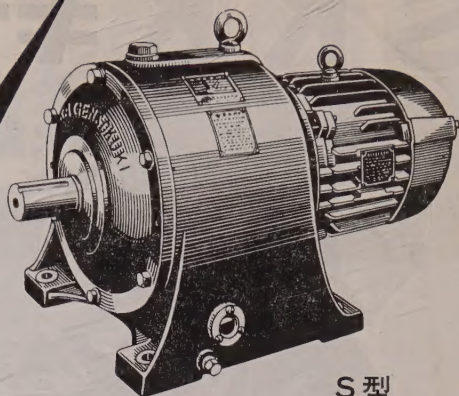
阪神動力機械株式会社

本社及工場 大阪市此花区四貫島元宮町16番地・電話大阪(46)代表6551番
東京営業所 東京都千代田区神田 岩本町 2 共同ビル 5 階・電話(251) 0555

OGS

あらゆる産業を増産に導く
1961年のエース!

ギヤード
モートル



S型

ギヤーシェーピング及
クラウニング加工

株式會社 大阪減速機製作所

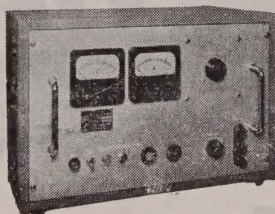
本社
東京営業所
九州営業所
北海道代理店

大阪市生野区大反町三丁目
東京都台東区御徒町三丁目
福岡市大名町88ワコビル516
本多産業株式会社札幌支店
札幌市北二条西四丁目

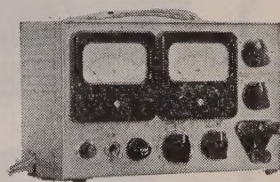
オールトランジスタ安定化低圧直流電源



TP025-5型



TP030-10型



TPM025-03型

型名	出力電圧	出力電流
TPM 025-03	0~25VDC	0~300mA
TP 025-5	0~25VDC	0~5A
TP 030-10	0~30VDC	0~10A

入力電圧 AC 50~60~ 90~105V

電圧変動 電源および全負荷変動に対し
100mV以下

リップル 5mV以下

スイッチインと同時に始動

過電流安全装置内蔵

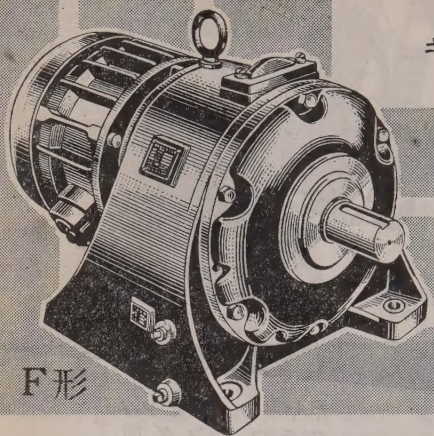


株式會社 高砂製作所

営業部 川崎市二子662 TEL (701) 4391
(048) 3883
(048) 4111

SKKギヤードモートル

ギヤーシェービング・クラウニング加工



強力

軽量

低廉

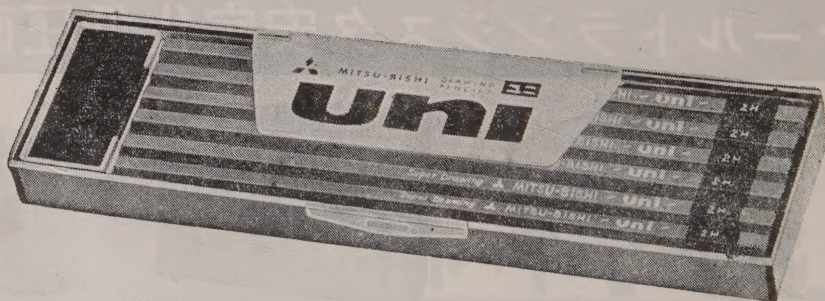
3つの特徴



株式
会社

精機工業所

尼崎市塚口 電話 大阪 (48) 5921(代)-9
支店 出張所 東京・福岡・札幌・名古屋



uni

ユニは三菱鉛筆の総力を挙げて完成した最高級の製図用鉛筆です。

ユニとは ONE の意味の英語で——現代に存在する唯一のもの——として敢えて名付けました。

三菱鉛筆

本誌広告取扱店 広 和 堂

東京都中央区銀座西8ノ9
第3一越ビル5階電話 (571) 6836・8763
(572) 0606

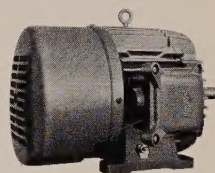
きびしい條件にもOK!



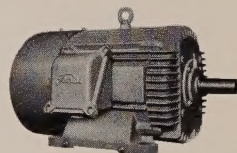
東芝の防爆機器試験設備

東芝ではこれに対応するため、従来の試験設備に更に高度の条件に応じ得る設備を新設し、炭坑用および一般工場用防爆機器に対し、万全の態勢を整えました。防爆形東芝モートルをはじめ、各種の防爆器は、優れた試験設備による厳重なテストを経て送り出され、安全で高性能の機器として、極めて広い範囲にご使用いただいています。

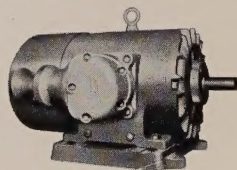
従来炭坑用が主であった防爆電気機器の需要は、最近諸化学工業の急激な発展により益々増大し、しかも炭坑にくらべきびしい条件をもつ多くのガスに対する防爆機器の要求が増加してきました。



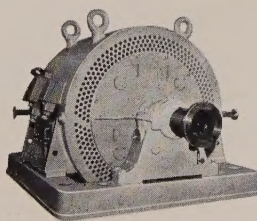
安全増防爆モートル



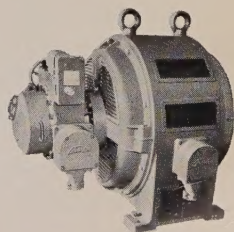
耐圧防爆形特殊かご形モートル



安全増防爆形特殊かご形モートル



内圧防爆形かご形モートル



防爆形巻線形モートル

Toshiba

東芝
防爆形モートル

東京芝浦電気株式会社

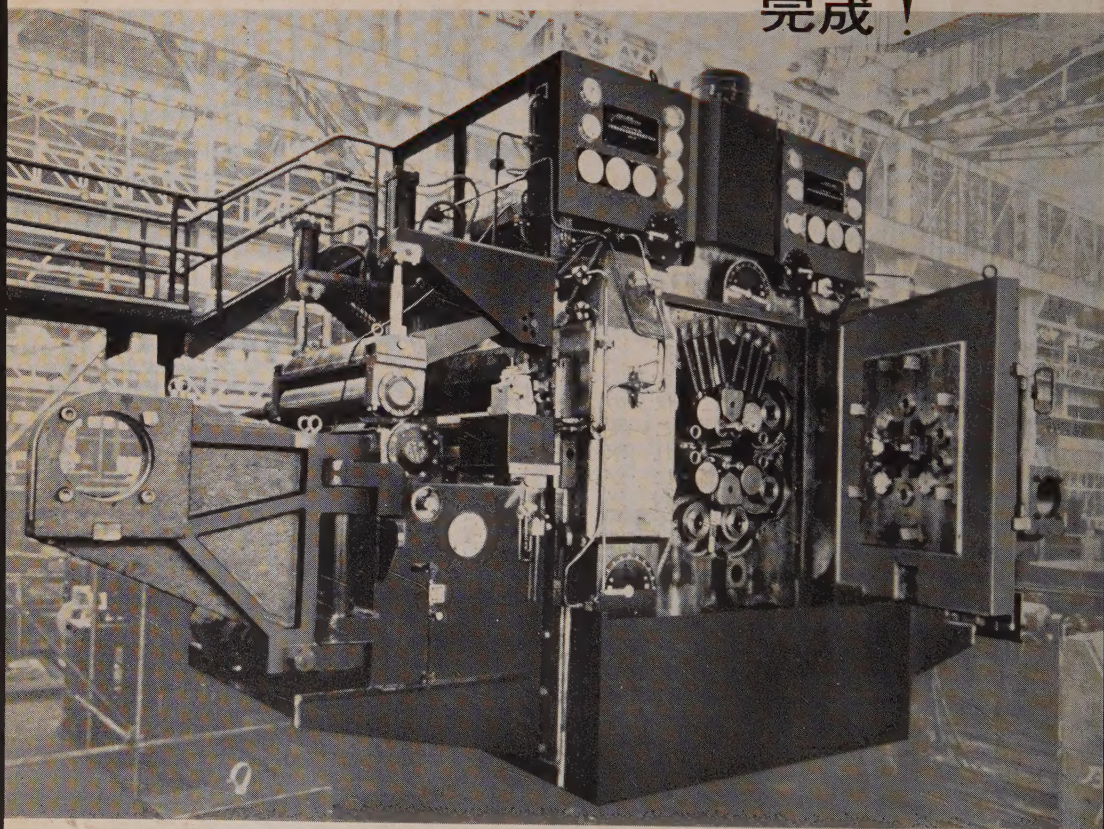
世界最大...

ZR-21-50形



日立センチミアミル

完成!



世界最大のセンチミアミルが日立製作所で完成しました。このたび日新製鋼株式会社大阪工場に据付けられるZR-21-50形センチミアミルは、巾1270mm、最大速度820m/minと、ともに50°巾のものでは世界最大・最高速度のものです。

この21形は、最近開発されたタイプで、一段と大形強力となり、高速圧延に適するものとして各方面の注目を集めております。

主な仕様

ミルタイプ	ZR-21-50
	1-2-3-4形センチミアミル
被圧延材	軟鋼 最大20 $\frac{3}{4}$ コイル
	巾 最大1270mm
圧延速度	0~370~820 m/min
メインモーター	1850kW250/550 r.p.m.~2台 (Twin Drive)
リールモーター	2850kW150/600 r.p.m.~2台 (前後面)

日立製作所